

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 09-232848

(43)Date of publication of application : 05.09.1997

(51)Int.Cl. H01Q 3/38

(21)Application number : 08-036704

(71)Applicant : ATR HIKARI DENPA TSUSHIN
KENKYUSHO:KK

(22)Date of filing : 23.02.1996

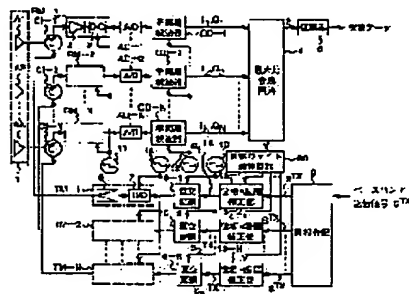
(72)Inventor : HORIE AKIO
MIURA TATSU

(54) CONTROLLER FOR ARRAY ANTENNA

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To generate a single transmission major beam only in the direction of the maximum reception wave and to simply make an arithmetic operation by sending from each antenna element transmission signals whose phase difference is calculated with respect to two sets of antenna elements.

SOLUTION: A maximum ratio synthesis circuit 4 calculates reception weights $W1RX$, $W2RX$,... $WNRX$ with respect to each orthogonal base band signal so as to synthesize converted orthogonal base band signals with the maximum ratio, after the reception weights $W1RX$, $W2RX$,... $WNRX$ are multiplied with each orthogonal base band signal, the result are synthesized in phase and the synthesized signal is outputted to a demodulator 5. Furthermore, a transmission weight arithmetic circuit 30 calculates transmission weights $W1TX$, $W2TX$,... $WNTX$ so that the single transmission major beam is formed in the direction of an incoming wave and only in the direction of the maximum reception wave and the result is outputted to phase amplitude correction sections 13-1 to 13-N. On the other hand, a demodulation section 5 extracts digital data and provides an output of the data as reception data.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 23.02.1996

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 2965503

[Date of registration] 13.08.1999

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-232848

(43) 公開日 平成9年(1997)9月5日

(51) Int.Cl.⁶

H 0 1 Q 3/38

識別記号

庁内整理番号

F I

H 0 1 Q 3/38

技術表示箇所

審査請求 有 請求項の数 3 O L (全 22 頁)

(21) 出願番号 特願平8-36704

(22) 出願日 平成8年(1996)2月23日

(71) 出願人 000127662

株式会社エイ・ティ・アール光電波通信研究所

京都府相楽郡精華町大字乾谷小字三平谷5番地

(72) 発明者 堀江 章夫

京都府相楽郡精華町大字乾谷小字三平谷5番地 株式会社エイ・ティ・アール光電波通信研究所内

(72) 発明者 三浦 龍

京都府相楽郡精華町大字乾谷小字三平谷5番地 株式会社エイ・ティ・アール光電波通信研究所内

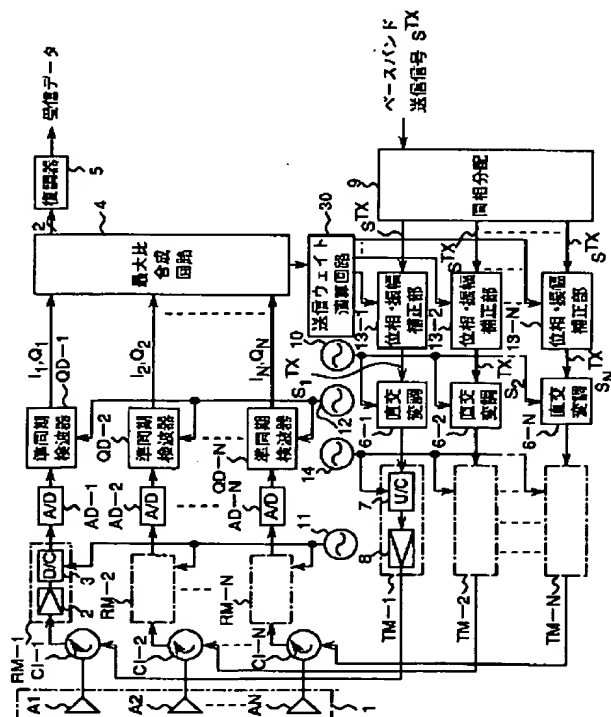
(74) 代理人 弁理士 青山 稔 (外2名)

(54) 【発明の名称】 アレーアンテナの制御装置

(57) 【要約】

【課題】 方位センサを用いることなく、複数の多重波が到来する環境においても、最大受信波の方向に送信ビームを形成することができ、しかも演算が簡単なアレーアンテナの制御装置を提供する。

【解決手段】 アレーアンテナの各アンテナ素子の受信信号を2つの直交ベースバンド信号に変換し、各アンテナ素子に対応する受信ウエイトを演算し、受信ウエイトに基づいてアンテナ素子で受信された受信信号と基準のアンテナ素子で受信された受信信号との間の受信位相差を演算し、受信位相差に基づいて基準のアンテナ素子に対する各アンテナ素子の位相差を、最大受信波に対して等位相の1次回帰平面に回帰させて、2つのアンテナの間の位相差から送信位相差を演算して、上記送信位相差で、送信信号をアンテナ素子から送信することにより、最大受信波の方向に送信主ビームを形成する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 所定の配置形状で近接して並置された複数のアンテナ素子からなるアレーアンテナを制御するためのアレーアンテナの制御装置において、
上記アレーアンテナの各アンテナ素子でそれぞれ受信された複数の受信信号をそれぞれ共通の局部発振信号を用いて互いに直交する各2つの直交ベースバンド信号に変換する変換手段と、
上記変換手段で変換された各2つの直交ベースバンド信号に基づいて、上記複数のアンテナ素子のうちの所定の基準のアンテナ素子で受信された受信信号と、上記複数のアンテナ素子のうちの任意のアンテナ素子で受信された受信信号の共役複素数との複素共役積である当該任意のアンテナ素子に対応する受信ウエイトを演算する受信ウエイト演算手段と、
上記受信ウエイト演算手段で演算された上記基準のアンテナ素子に隣接するアンテナ素子に対応する受信ウエイトと、上記受信ウエイト演算手段で演算された上記基準のアンテナ素子に対応する受信ウエイトの共役複素数との複素共役積である第1の複素共役積に基づいて、上記基準のアンテナ素子に隣接するアンテナ素子で受信された受信信号と、上記基準アンテナ素子で受信された受信信号との間の第1の位相差を演算する第1の位相差演算手段と、
上記受信ウエイト演算手段で演算された各受信ウエイトのうち、互いに隣接するアンテナ素子に対応する2つの受信ウエイトに基づいて、当該2つの受信ウエイトのうちの一方の受信ウエイトと、他方の受信ウエイトの共役複素数との複素共役積である第2の複素共役積を演算して、上記第2の複素共役積と、上記第1の複素共役積の共役複素数との複素共役積である第3の複素共役積を演算する複素共役積演算手段と、
上記複素共役積演算手段で演算された第3の複素共役積に基づいて、互いに隣接するアンテナ素子で受信された受信信号の間の位相差と、上記第1の位相差との差である第2の位相差を演算する第2の位相差演算手段と、
上記第1の位相差演算手段で演算された第1の位相差と上記第2の位相差演算手段で演算された第2の位相差とに基づいて、任意のアンテナ素子で受信された受信信号と、上記基準のアンテナ素子で受信された受信信号との間の受信位相差を演算する受信位相差演算手段と、
上記受信位相差演算手段で演算された上記各受信位相差に基づいて、上記各アンテナ素子の配置に対応しかつ上記基準のアンテナ素子に対する任意のアンテナ素子の各位相差を、最小2乗法を用いて、上記複数のアンテナ素子で受信された受信波のうちの、電力が最大の受信波である最大受信波に対して等位相の1次回帰平面に回帰させて当該1次回帰平面を演算する回帰平面演算手段と、
上記回帰平面演算手段で演算された1次回帰平面の互いに隣接する任意の2つのアンテナ素子の間の位相差に、

所定の受信周波数に対する所定の送信周波数の比を乗算することにより送信位相差を演算する送信位相差演算手段とを備え、

上記送信位相差演算手段で演算された各2つのアンテナ素子間の送信位相差で、送信信号を上記各アンテナ素子から送信することにより、上記最大受信波の方向に送信主ビームを形成することを特徴とするアレーアンテナの制御装置。

【請求項2】 等間隔に近接して並置された複数のアンテナ素子からなるアレーアンテナを制御するためのアレーアンテナの制御装置において、

上記アレーアンテナの各アンテナ素子でそれぞれ受信された複数の受信信号をそれぞれ共通の局部発振信号を用いて互いに直交する各2つの直交ベースバンド信号に変換する変換手段と、

上記変換手段で変換された各2つの直交ベースバンド信号に基づいて、所定のビーム形成法を用いて、所定の複数のビーム方向に対応して複数のビームを形成し、上記形成された複数のビームに対応する複数のビーム受信信号を生成するビーム形成手段と、

上記ビーム形成手段で生成された複数のビーム受信信号のうち、所定のしきい値以上の電力を有するビーム受信信号を選択して少なくとも1つのビーム受信信号を出力するビーム選択手段と、

上記ビーム選択手段で選択されたビーム受信信号のうちの基準のビーム受信信号と、上記ビーム選択手段で選択されたビーム受信信号のうちの任意のビーム受信信号の共役複素数との複素共役積である当該任意のビームに対応する受信ビームウエイトを演算する受信ビームウエイト演算手段と、

上記受信ビームウエイト演算手段で演算された受信ビームウエイトに基づいて、上記各アンテナ素子に対応する各受信ウエイトを演算する受信ウエイト演算手段と、

上記受信ウエイト演算手段で演算された受信ウエイトのうち、上記複数のアンテナ素子のうちの所定の基準のアンテナ素子に隣接するアンテナ素子に対応する受信ウエイトと、上記基準のアンテナ素子に対応する受信ウエイトの共役複素数との複素共役積である第1の複素共役積に基づいて、上記基準のアンテナ素子に隣接するアンテナ素子で受信された受信信号と、上記基準アンテナ素子で受信された受信信号との間の第1の位相差を演算する第1の位相差演算手段と、

上記受信ウエイト演算手段で演算された受信ウエイトのうち、互いに隣接するアンテナ素子に対応する2つの受信ウエイトに基づいて、当該2つの受信ウエイトのうちの一方の受信ウエイトと、他方の受信ウエイトの共役複素数との複素共役積である第2の複素共役積を演算して、上記第2の複素共役積と、上記第1の複素共役積の共役複素数との複素共役積である第3の複素共役積を演算する複素演算積演算手段と、

上記複素演算積演算手段で演算された第3の複素共役積に基づいて、互いに隣接するアンテナ素子で受信された受信信号の間の位相差と、上記第1の位相差との差である第2の位相差を演算する第2の位相差演算手段と、
 上記第1の位相差演算手段で演算された第1の位相差と上記第2の位相差演算手段で演算された第2の位相差とに基づいて、任意のアンテナ素子で受信された受信信号と、上記基準のアンテナ素子で受信された受信信号との間の受信位相差を演算する受信位相差演算手段と、
 上記受信位相差演算手段で演算された上記各受信位相差に基づいて、上記各アンテナ素子の配置に対応しかつ上記基準のアンテナ素子に対する任意のアンテナ素子の各位相差を、最小2乗法を用いて、上記複数のアンテナ素子で受信された受信波のうちの、電力が最大の受信波である最大受信波に対して等位相の1次回帰平面に回帰させて当該1次回帰平面を演算する回帰平面演算手段と、
 上記回帰平面演算手段で演算された1次回帰平面の互いに隣接する任意の2つのアンテナ素子の間の位相差に、所定の受信周波数に対する所定の送信周波数の比を乗算することにより送信位相差を演算する送信位相差演算手段とを備え、
 上記送信位相差演算手段で演算された各2つのアンテナ素子間の送信位相差で、送信信号を上記各アンテナ素子から送信することにより、上記最大受信波の方向に送信主ビームを形成することを特徴とするアレーアンテナの制御装置。

【請求項3】 上記アレーアンテナの制御装置はさらに、上記回帰平面演算手段で演算された1次回帰平面上の互いに隣接する任意の2つのアンテナ素子間の位相差を、 $-\pi$ から $+\pi$ までの範囲の値となる位相差に変換する位相補正手段を備え、

上記送信位相差演算手段は、上記位相補正手段で変換された位相差に上記受信周波数に対する上記送信周波数の比を乗算して送信位相差を演算することを特徴とする請求項1又は2記載のアレーアンテナの制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、アレーアンテナの制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】従来、車両等に搭載し静止衛星の方向を自動的に追尾する衛星通信用のフェーズドアレーアンテナ（以下、第1の従来例という。）が郵政省通信総合研究所によって試作されている。この第1の従来例のフェーズドアレーアンテナは、19個のマイクロストリップアンテナ素子で構成され、1素子を除く各素子毎に計18個のマイクロ波移相器を備え、機械駆動せずに電氣的に送信ビームの方向を走査する。ここで、アンテナの指向性を制御し、到来ビームの方向を追尾するためのセンサーとして、地磁気の方向を検出し予め既知である車両

から見た静止衛星の方向を計算するための磁気センサ、並びに車両の回転角速度を検出して精度よくビームの方向を一定に保つための光ファイバジャイロを備えている。これら2つのセンサを組み合わせることにより、到来ビームの有無に関らず、ある一定の方向にアンテナの送信指向性を向け、車両が移動しても常に同じ方向にその指向性を保持するように構成されている。また、マイクロ波移相器に周波数特性をもたせることにより、送信と受信の周波数は異なる場合でも両方で同じ方向に指向性が形成されるようになっている。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記第1の従来例のフェーズドアレーアンテナは、到来信号の有無に関らず信号源の方向が既知であればその方向に送信ビームを向けることができるが、信号源の方向が未知の場合または低軌道周回衛星など信号源自体が移動してしまう場合にはその動きが全て予測可能な場合を除き、追尾不可能である。また、信号源の方向が既知の場合でも、磁気センサは、絶対方位を知ることができるが、周囲の金属による磁界の影響を受けやすく、光ファイバジャイロは、周囲の金属による磁界の影響を受けないが、角速度を検出してこれを積算して絶対方位を求めるため誤差の蓄積を受けやすい。これらの特徴を組み合わせ、互いに補完しながら正確な追尾を行う方法は、構成が複雑になるとともに、上記のように性能が限定されるという問題点があった。

【0004】上記の問題点を解決するために、到来波の方向を知るための特別なセンサを用いることなく到来信号方向に送信ビームを形成する方法として、受信位相差をそのまま用いて、あるいは送信と受信の周波数に応じてこれを変換して送信位相差とする方法（以下、第2の従来例という。）が、本出願人によって、特願平7-117167号の特許出願において提案されている。第2の従来例の方法は、互いに近接した各2つのアンテナ素子間の受信位相差を演算し、当該受信位相差がもつ位相不確定のすべての候補に対応した等位相の複数の1次回帰平面を最小2乗法を用いて演算し、さらに最大受信波に対応した1次回帰平面を1つだけ特定することにより当該受信位相差を補正して、上記補正された受信位相差に基づいて最大受信波の方向のみに送信ビームを形成するものである。この第2の従来例は、複数の多重波が到来する環境、もしくは受信位相差に位相不確定が生じる場合においても、最大受信波の方向のみに単一の送信主ビームを形成することができるという優れた特徴を有する。

【0005】しかしながら、上記第2の従来例の送信ビーム形成方法の場合、所定の基準のアンテナ素子と各アンテナ素子の間の送信位相差を演算する際、最小2乗法により複数の等位相の1次回帰平面を演算し、条件分岐により平面を特定する必要がある、演算が複雑であると

いう問題点があった。

【0006】本発明の目的は以上の問題点を解決し、方位センサ等を用いることなく、また複数の多重波が到来する環境、もしくは受信位相差に位相不確定が生じる場合においても、最大受信波の方向のみに単一の送信主ビームを形成することができ、しかも演算が簡単なアレーアンテナの制御装置を提供することにある。

【0007】

【課題を解決するための手段】本発明に係る請求項1記載のアレーアンテナの制御装置は、所定の配置形状で近接して並置された複数のアンテナ素子からなるアレーアンテナを制御するためのアレーアンテナの制御装置において、上記アレーアンテナの各アンテナ素子でそれぞれ受信された複数の受信信号をそれぞれ共通の局部発振信号を用いて互いに直交する各2つの直交ベースバンド信号に変換する変換手段と、上記変換手段で変換された各2つの直交ベースバンド信号に基づいて、上記複数のアンテナ素子のうちの所定の基準のアンテナ素子で受信された受信信号と、上記複数のアンテナ素子のうちの任意のアンテナ素子で受信された受信信号の共役複素数との複素共役積である当該任意のアンテナ素子に対応する受信ウェイトを演算する受信ウェイト演算手段と、上記受信ウェイト演算手段で演算された上記基準のアンテナ素子に隣接するアンテナ素子に対応する受信ウェイトと、上記受信ウェイト演算手段で演算された上記基準のアンテナ素子に対応する受信ウェイトの共役複素数との複素共役積である第1の複素共役積に基づいて、上記基準のアンテナ素子に隣接するアンテナ素子で受信された受信信号と、上記基準アンテナ素子で受信された受信信号との間の第1の位相差を演算する第1の位相差演算手段と、上記受信ウェイト演算手段で演算された各受信ウェイトのうち、互いに隣接するアンテナ素子に対応する2つの受信ウェイトに基づいて、当該2つの受信ウェイトのうちの一方向の受信ウェイトと、他方の受信ウェイトの共役複素数との複素共役積である第2の複素共役積を演算して、上記第2の複素共役積と、上記第1の複素共役積の共役複素数との複素共役積である第3の複素共役積を演算する複素共役積演算手段と、上記複素共役積演算手段で演算された第3の複素共役積に基づいて、互いに隣接するアンテナ素子で受信された受信信号の間の位相差と、上記第1の位相差との差である第2の位相差を演算する第2の位相差演算手段と、上記第1の位相差演算手段で演算された第1の位相差と上記第2の位相差演算手段で演算された第2の位相差とに基づいて、任意のアンテナ素子で受信された受信信号と、上記基準のアンテナ素子で受信された受信信号との間の受信位相差を演算する受信位相差演算手段と、上記受信位相差演算手段で演算された上記各受信位相差に基づいて、上記各アンテナ素子の配置に対応しかつ上記基準のアンテナ素子に対する任意のアンテナ素子の各位相差を、最小2乗法を用

いて、上記複数のアンテナ素子で受信された受信波のうちの、電力が最大の受信波である最大受信波に対して等位相の1次回帰平面に回帰させて当該1次回帰平面を演算する回帰平面演算手段と、上記回帰平面演算手段で演算された1次回帰平面の互いに隣接する任意の2つのアンテナ素子の間の位相差に、所定の受信周波数に対する所定の送信周波数の比を乗算することにより送信位相差を演算する送信位相差演算手段とを備え、上記送信位相差演算手段で演算された各2つのアンテナ素子間の送信位相差で、送信信号を上記各アンテナ素子から送信することにより、上記最大受信波の方向に送信主ビームを形成することを特徴とする。

【0008】また、本発明に係る請求項2記載のアレーアンテナの制御装置は、等間隔に近接して並置された複数のアンテナ素子からなるアレーアンテナを制御するためのアレーアンテナの制御装置において、上記アレーアンテナの各アンテナ素子でそれぞれ受信された複数の受信信号をそれぞれ共通の局部発振信号を用いて互いに直交する各2つの直交ベースバンド信号に変換する変換手段と、上記変換手段で変換された各2つの直交ベースバンド信号に基づいて、所定のビーム形成法を用いて、所定の複数のビーム方向に対応して複数のビームを形成し、上記形成された複数のビームに対応する複数のビーム受信信号を生成するビーム形成手段と、上記ビーム形成手段で生成された複数のビーム受信信号のうち、所定のしきい値以上の電力を有するビーム受信信号を選択して少なくとも1つのビーム受信信号を出力するビーム選択手段と、上記ビーム選択手段で選択されたビーム受信信号のうちの基準のビーム受信信号と、上記ビーム選択手段で選択されたビーム受信信号のうちの任意のビーム受信信号の共役複素数との複素共役積である当該任意のビームに対応する受信ビームウェイトを演算する受信ビームウェイト演算手段と、上記受信ビームウェイト演算手段で演算された受信ビームウェイトに基づいて、上記各アンテナ素子に対応する各受信ウェイトを演算する受信ウェイト演算手段と、上記受信ウェイト演算手段で演算された受信ウェイトのうち、上記複数のアンテナ素子のうちの所定の基準のアンテナ素子に隣接するアンテナ素子に対応する受信ウェイトと、上記基準のアンテナ素子に対応する受信ウェイトの共役複素数との複素共役積である第1の複素共役積に基づいて、上記基準のアンテナ素子に隣接するアンテナ素子で受信された受信信号と、上記基準アンテナ素子で受信された受信信号との間の第1の位相差を演算する第1の位相差演算手段と、上記受信ウェイト演算手段で演算された受信ウェイトのうち、互いに隣接するアンテナ素子に対応する2つの受信ウェイトに基づいて、当該2つの受信ウェイトのうちの一方向の受信ウェイトと、他方の受信ウェイトの共役複素数との複素共役積である第2の複素共役積を演算して、上記第2の複素共役積と、上記第1の複素共役積の共役

複素数との複素共役積である第3の複素共役積を演算する複素演算積演算手段と、上記複素演算積演算手段で演算された第3の複素共役積に基づいて、互いに隣接するアンテナ素子で受信された受信信号の間の位相差と、上記第1の位相差との差である第2の位相差を演算する第2の位相差演算手段と、上記第1の位相差演算手段で演算された第1の位相差と上記第2の位相差演算手段で演算された第2の位相差とに基づいて、任意のアンテナ素子で受信された受信信号と、上記基準のアンテナ素子で受信された受信信号との間の受信位相差を演算する受信位相差演算手段と、上記受信位相差演算手段で演算された上記各受信位相差に基づいて、上記各アンテナ素子の配置に対応しかつ上記基準のアンテナ素子に対する任意のアンテナ素子の各位相差を、最小2乗法を用いて、上記複数のアンテナ素子で受信された受信波のうちの、電力が最大の受信波である最大受信波に対して等位相の1次回帰平面に回帰させて当該1次回帰平面を演算する回帰平面演算手段と、上記回帰平面演算手段で演算された1次回帰平面の互いに隣接する任意の2つのアンテナ素子の間の位相差に、所定の受信周波数に対する所定の送信周波数の比を乗算することにより送信位相差を演算する送信位相差演算手段とを備え、上記送信位相差演算手段で演算された各2つのアンテナ素子間の送信位相差で、送信信号を上記各アンテナ素子から送信することにより、上記最大受信波の方向に送信主ビームを形成することを特徴とする。

【0009】さらに、請求項3記載のアレーアンテナの制御装置は、請求項1又は2記載のアレーアンテナの制御装置においてさらに、上記回帰平面演算手段で演算された1次回帰平面上の互いに隣接する任意の2つのアンテナ素子間の位相差を、 $-\pi$ から $+\pi$ までの範囲の値となる位相差に変換する位相補正手段を備え、上記送信位相差演算手段は、上記位相補正手段で変換された位相差に上記受信周波数に対する上記送信周波数の比を乗算して送信位相差を演算することを特徴とする。

【0010】

【発明の実施の形態】以下、図面を参照して本発明に係る実施形態について説明する。

<第1の実施形態>図1は本発明に係る第1の実施形態である通信用アレーアンテナの自動ビーム捕捉追尾装置のブロック図である。第1の実施形態の通信用アレーアンテナの自動ビーム捕捉追尾装置は、受信信号の波長の $1/2$ 又は送信信号の波長の $1/2$ 、もしくは受信信号の波長と送信信号の波長の平均値の $1/2$ の長さである所定の間隔で一直線上に並置された複数N個のアンテナ素子A1, A2, ..., Ak, ..., ANからなるアレーアンテナ1の指向性を、デジタル位相変調波又は無変調波などの無線信号波の到来ビームの方向へ高速で向け、その追尾を行う。ここで、特に、第1の実施形態の捕捉追尾装置は、最大比合成回路4と、送信ウェイト演算回

路30とを備えたことを特徴としている。そして、信号源となる相手局の方位が未知である場合においても、方位センサ等を用いることなしに、信号源から送信される到来波から得られる各アンテナ素子毎のベースバンド信号に基づいて到来波の方向に送信ビームを形成し、また、複数の多重波が到来する環境においても、あるいは受信位相差に位相不確定が生じる場合においても、1つの1次回帰平面を演算するだけで、多重波の影響及び位相不確定を除去でき、最大受信波の方向のみに単一の送信主ビームを形成する。

【0011】図1に示すように、アレーアンテナ1は、N個のアンテナ素子A1乃至ANと、送受分離器であるサーキュレータCI-1乃至CI-Nとを備える。また、受信モジュールRM-1乃至RM-Nはそれぞれ、低雑音増幅器2と、第1局部発振器11から出力される共通の第1局部発振信号を用いて、受信された無線周波数を有する無線信号を所定の中間周波数を有する中間周波信号に周波数変換するダウンコンバータ(D/C)3とを備える。

【0012】当該捕捉追尾装置の受信部はさらに、N個のA/D変換器AD-1乃至AD-Nと、第2局部発振器12から出力される共通の第2局部発振信号を用いて、A/D変換後の中間周波信号を準同期検波して、互いに直交する2つのベースバンド信号（以下、これら2つのベースバンド信号を直交ベースバンド信号という。）に変換するN個の準同期検波回路QD-1乃至QD-Nと、上記変換された直交ベースバンド信号に基づいて最大比合成するような各直交ベースバンド信号に対する受信ウェイト W_1^{RX} , W_2^{RX} , ..., W_N^{RX} を演算して、上記各直交ベースバンド信号に対して演算した受信ウェイト W_1^{RX} , W_2^{RX} , ..., W_N^{RX} を乗算した後同相合成して復調器5に出力する最大比合成回路4と、最大比合成回路4によって演算された受信ウェイト W_1^{RX} , W_2^{RX} , ..., W_N^{RX} に基づいて、本発明に係る方法により送信ウェイト W_1^{TX} , W_2^{TX} , ..., W_N^{TX} を演算して位相・振幅補正部13-1乃至13-Nに出力する送信ウェイト演算回路30と、最大比合成回路4から出力されるベースバンド信号から所定のベースバンド復調処理により同期検波又は遅延検波を行い、所望のデジタルデータを抽出して受信データとして出力する復調器5とを備える。

【0013】当該受信部において、アレーアンテナ1内の各アンテナ素子A1乃至ANから最大比合成回路4までは、各アンテナ素子の系統毎に、縦続接続されている。当該受信部における各アンテナ素子の系統毎の信号処理は同様に実行されるので、アンテナ素子Ak（アンテナ素子A1乃至ANのうちの1つを代表してAkと付す。）で受信された無線信号波についての処理について述べる。

【0014】アンテナ素子Akで受信された無線信号波

は、サーキュレータC I-kと、受信モジュールR M-k内の低雑音増幅器2とを介してダウンコンバータ3に入力される。受信モジュールR M-k内のダウンコンバータ3は、第1局発振器11から出力される共通の第1局部発振信号を用いて、入力された無線信号を所定の中間周波数を有する中間周波信号に周波数変換して、A/D変換器A D-kを介して準同期検波回路Q D-kに出力する。準同期検波回路Q D-kは、第2局部発振器12から出力される共通の第2局部発振信号を用いて、入力されたA/D変換後の中間周波信号を準同期検波して2つの直交ベースバンド信号 I_k 、 Q_k に変換して最大比合成回路4に出力する。

【0015】最大比合成回路4は、上記変換された直交ベースバンド信号に基づいて最大比合成するような各直交ベースバンド信号に対する受信ウエイト W_1^{RX} 、 W_2^{RX} 、 \dots 、 W_N^{RX} を演算して、上記各直交ベースバンド信号に対して演算した受信ウエイト W_1^{RX} 、 W_2^{RX} 、 \dots 、 W_N^{RX} を乗算した後同相合成して復調器5に出力する。さらに、送信ウエイト演算回路30は、最大比合成回路4によって演算された受信ウエイト W_1^{RX} 、 W_2^{RX} 、 \dots 、 W_N^{RX} に基づいて、本発明に係る方法により、到来波の方向に送信ビームを形成し、また、複数の多重波が到来する環境においても、あるいは受信位相差に位相不確定が生じる場合においても、それら多重波の影響及び位相不確定を除去し、最大受信波の方向のみに単一の送信主ビームを形成するように、送信ウエイト W_1^{TX} 、 W_2^{TX} 、 \dots 、 W_N^{TX} を演算して、送信ウエイト W_1^{TX} 、 W_2^{TX} 、 \dots 、 W_N^{TX} をそれぞれ、位相・振幅補正部13-1乃至13-Nに出力する。一方、復調器5は、最大比合成回路4から出力されるベースバンド信号から所定のベースバンド復調処理により同期検波又は遅延検波を行い、所望のデジタルデータを抽出して受信データとして出力する。なお、最大比合成回路4と送信ウエイト演算回路30の回路処理については詳細後述する。

【0016】次に、図1を参照して、当該捕捉追尾装置の送信部について説明する。当該送信部は、N個の送信モジュールT M-1乃至T M-Nと、第1の送信局部発振器14と、第2の送信局部発振器10と、N個の直交変調回路6-1乃至6-Nと、位相・振幅補正部13-1乃至13-Nと、同相分配器9とを備える。ここで、各送信モジュールT M-1乃至T M-Nはそれぞれ、入力された中間周波信号と第1の送信局部発振器14から入力される第1の送信局部発振信号とを混合して、所定の送信無線周波数を有する送信信号に周波数変換するアップコンバータ(U/C)7と、送信電力増幅器8とを備える。ここで、位相・振幅補正部13-kは、送信ウエイト演算回路30から入力される送信ウエイト W_1^{TX} 、 W_2^{TX} 、 \dots 、 W_N^{TX} に基づいて、それらに対応した各位相と振幅を有するように各ベースバンド送信信号 S_k^{TX} の位相と振幅を補正して、補正後のベースバンド送

信信号 S_k^{TX} を直交変調回路6-kに出力する。

【0017】送信データである送信ベースバンド信号 S_k^{TX} は同相分配器9に入力された後、同相分配されて、分配後の各送信ベースバンド信号 S_k^{TX} は、各位相・振幅補正部13-1乃至13-Nによって、送信ウエイト W_1^{TX} 、 W_2^{TX} 、 \dots 、 W_N^{TX} に対応した各振幅及び位相を有するように振幅と位相とが補正されて、補正後のベースバンド送信信号 S_k^{TX} が直交変調回路6-kに入力される。直交変調回路6-kは、第2の送信局部発振器10で発生された第2の送信局部発振信号を位相・振幅補正部13-kから入力された送信ベースバンド信号 S_k^{TX} に従って、例えばQPSKなどの直交変調した後、直交変調後の中間周波信号を、送信モジュールT M-k内のアップコンバータ7と送信電力増幅器8とを介して、送信無線信号として、アレーアンテナ1内のサーキュレータC I-kに入力する。ここで、直交変調器6-kは入力される送信ベースバンド信号 S_k^{TX} をシリアル/パラレル変換して送信直交ベースバンド信号に変換した後、当該送信直交ベースバンド信号に従って互いに90°の位相差を有する第2の送信局部発振信号を直交変調して合成することにより上記中間周波信号を得る。そして、上記送信無線信号がアンテナ素子A1から送信放射される。従って、アンテナ素子A1乃至ANから送信ウエイト W_1^{TX} 、 W_2^{TX} 、 \dots 、 W_N^{TX} で重み付けされた送信信号が放射される。なお、第1の実施形態においては、各アンテナ素子A kから送信される送信信号は、詳細後述するように、送信ウエイト W_1^{TX} 、 W_2^{TX} 、 \dots 、 W_N^{TX} で重み付けされていて、かつ所定の振幅で送信される。

【0018】第1の実施形態においては、例えばN=16個のアンテナ素子A1乃至A16が等間隔で1直線上に並置される。上記間隔は上述のように、送信信号の半波長、受信信号の半波長又はそれらの平均値の半波長に設定される。また、アンテナ素子A1乃至ANは例えば、円形パッチマイクロストリップアンテナである。

【0019】図2は、最大比合成回路4における信号処理を示すブロック図である。第1の実施形態の最大比合成回路4における信号処理においては、各アンテナ素子A1乃至AN毎にA/D変換されて準同期検波されたI成分及びQ成分よりなる直交ベースバンド信号に対して行う。ここで、アレーアンテナ1のアンテナ素子数をNとすると、位相基準となるアンテナ素子A rと、上記アンテナ素子A rを含む任意のアンテナ素子A k ($1 \leq r \leq N$, $1 \leq k \leq N$)におけるベースバンド信号 S_r 、 S_k は、複素数で表現するとそれぞれ次のようになる。ここで、ベースバンド信号 S_r を基準ベースバンド信号といい、ベースバンド信号 S_k を処理ベースバンド信号という。なお、位相基準となるアンテナ素子(以下、これをアンテナ素子A rという。)はN個のアンテナ素子のうちの予め決められた1つである。処理ベースバンド信号 S_k を受信したアンテナ素子を処理アンテナ素子A kと

いう。

【0020】

【数1】

$$\begin{aligned} S_r &= I_r + j \cdot Q_r \\ &= \sqrt{(I_r^2 + Q_r^2)} \exp(j\phi_0) \end{aligned}$$

【数2】

$$\begin{aligned} S_k &= I_k + j \cdot Q_k \\ &= \sqrt{(I_k^2 + Q_k^2)} \exp\{j(\phi_0 - \theta_k)\} \end{aligned}$$

【0021】ここで、 ϕ_0 は基準のアンテナ素子A_rのベースバンド信号の位相、 θ_k は基準のアンテナ素子A_rの受信信号とアンテナ素子A_kの受信信号との間の位相差である。各アンテナ素子A_kに対する受信ウエイト W_k^{RX} は、各2つの直交ベースバンド信号に基づいて、基準のアンテナ素子A_rで受信された基準ベースバンド信号 S_r と、アンテナ素子A_kで受信された処理ベースバンド信号 S_k の共役複素数との複素共役積で表すことができる。すなわち、各アンテナ素子A_kに対する受信ウエイト W_k^{RX} は、次の数3のように表わすことができる。

【0022】

【数3】

$$\begin{aligned} W_k^{RX} &= S_r \cdot S_k^* \\ &= |S_r| |S_k| \exp[j\{\phi_0 - (\phi_0 - \theta_k)\}] \\ &= |S_r| |S_k| \exp(j\theta_k) \end{aligned}$$

【0023】ここで、数3における $|\cdot|$ は信号の振幅であり、 $*$ は共役複素数であることを表している。数3から明らかなように、 θ_k は基準のアンテナ素子A_rの

$$\begin{aligned} S^{11} &= \left[\sum_{k=1}^N \{ (1/|S_r|) (S_r \cdot S_k^*) S_k \} \right] / \left[\sqrt{\sum_{k=1}^N |S_k|^2} \right] \\ &= \left[\sum_{k=1}^N \{ (S_r \cdot S_k^*) S_k \} \right] / \left[\sqrt{\sum_{k=1}^N |S_r \cdot S_k^*|^2} \right] \\ &= \left[\sum_{k=1}^N (W_k^{11} S_k) \right] / \left[\sqrt{\sum_{k=1}^N |W_k^{11}|^2} \right] \end{aligned}$$

【0026】上記規格化された最大比合成出力信号 S^{RX} は、復調器5によって復調される。

【0027】以上の説明した演算を実行する最大比合成回路4の構成及び動作について図2を参照して説明する。以下の説明において、基準ベースバンド信号 S_r はアンテナ素子A₁で受信された基準ベースバンド信号 S_1 とする。最大比合成回路4において、基準ベースバンド信号 S_1 は、複素共役積演算部41-1の2つの入力端子を介して複素共役積演算部41-1に入力され、かつ複素共役積演算部41-2乃至41-Nに入力され

受信信号と各アンテナ素子A_kの受信信号との間の位相差であると同時に、受信ウエイト W_k^{RX} の位相である。

数3で与えられる各アンテナ素子A_kに対する受信ウエイト W_k^{RX} を当該アンテナ素子A_kで受信された処理ベースバンド信号 S_k に掛け合わせる。これによって、各処理ベースバンド信号 S_k は、基準アンテナ素子A_rで受信された基準ベースバンド信号 S_r に同相化される。これを全てのアンテナ素子A₁乃至A_Nに対して演算し、それらの総和($W_1^{RX} S_1 + W_2^{RX} S_2 + \dots + W_N^{RX} S_N$)を演算する。すなわち、処理ベースバンド信号 S_k と、処理ベースバンド信号 S_k の振幅に比例した大きさで、かつ基準のアンテナ素子A_rの基準ベースバンド信号 S_r の位相に同相化するための受信ウエイト W_k^{RX} とを乗算して、その乗算結果を合成する。このようにして、フィードバックループを持たない形でのエレメントスペースによる最大比合成を実現している。なお、実際の通信では、雑音などの影響でビームが不安定になるのを防ぐため、数3で表される受信ウエイト W_k^{RX} の実部及び虚部を、狭帯域な低域通過フィルタ42-kで低域ろ波して用いる。

【0024】さらに、上記演算された総和($W_1^{RX} S_1 + W_2^{RX} S_2 + \dots + W_N^{RX} S_N$)を、全てのアンテナ素子A₁乃至A_Nについての各受信ウエイト W_k^{RX} の大きさの2乗の総和($|W_1^{RX}|^2 + |W_2^{RX}|^2 + \dots + |W_N^{RX}|^2$)の平方根($\sqrt{|W_1^{RX}|^2 + |W_2^{RX}|^2 + \dots + |W_N^{RX}|^2}$)で割ることにより、規格化された最大比合成出力信号 S^{RX} が得られる。すなわち、規格化された最大比合成出力信号 S^{RX} は、次の数4のように表される。

【0025】

【数4】

る。処理ベースバンド信号 S_k ($k=2, 3, \dots, N$)は、複素共役積演算部41-kに入力され、かつ遅延回路43-kを介して乗算器44-kに入力される。

【0028】複素共役積演算部41-1は、入力される2つの基準ベースバンド信号 S_1 に基づいて、基準ベースバンド信号 S_1 と基準ベースバンド信号 S_1 の複素共役との積である複素共役積 $S_1 \cdot S_1^*$ を演算して、複素共役積 $S_1 \cdot S_1^*$ である受信ウエイト W_1^{RX} を低域通過フィルタ42-1を介して乗算器44-1と複素共役積演算部46-1と送信ウエイト演算回路30とに出力す

る。ここで、低域通過フィルタ42-1は、FIRフィルタ又はIIRフィルタなどのデジタルフィルタで構成され、遮断周波数未満の周波数を有する信号を通過させ、これによって、実際の通信における、受信機雑音や変調成分、帯域制限などによる同相化の誤差や振幅変動に応じて最大比合成のウエイトの誤差が大きくなることを防止する。また、遅延回路43-1は、複素共役積演算部41-1における演算時間及び低域通過フィルタ42-1による遅延を考慮して、乗算器44-1に入力される2つの信号の遅延時間が等しくなるように、入力される基準ベースバンド信号 S_1 を遅延して、乗算器44-1に出力する。乗算器44-1は、入力される受信ウエイト W_1^{RX} と基準ベースバンド信号 S_1 とを乗算して、乗算結果 $W_1^{RX}S_1$ を加算器45に出力する。

【0029】複素共役積演算部41-2は、入力される基準ベースバンド信号 S_1 と処理ベースバンド信号 S_2 の複素共役との積である複素演算積 $S_1 \cdot S_2^*$ を演算して、複素演算積 $S_1 \cdot S_2^*$ である受信ウエイト W_2^{RX} を低域通過フィルタ42-2を介して乗算器44-2と複素共役積演算部46-2と送信ウエイト演算回路30とに出力する。ここで、低域通過フィルタ42-2は、低域通過フィルタ42-1と同様、FIRフィルタ又はIIRフィルタなどのデジタルフィルタで構成され、遮断周波数未満の周波数を有する信号を通過させ、これによって、実際の通信における、受信機雑音や変調成分、帯域制限などによる同相化の誤差や振幅変動に応じて最大比合成のウエイトの誤差が大きくなることを防止する。また、遅延回路43-2は、複素共役積演算部41-2における演算時間及び低域通過フィルタ42-2による遅延を考慮して、乗算器44-2に入力される2つの信号の遅延時間が等しくなるように、入力される処理ベースバンド信号 S_2 を遅延して、乗算器44-2に出力する。乗算器44-2は、入力される受信ウエイト W_2^{RX} と処理ベースバンド信号 S_2 とを乗算して、乗算結果 $W_2^{RX}S_2$ を加算器45に出力する。

【0030】複素共役積演算部41-k ($k=3, 4, \dots, N$) は、入力される基準ベースバンド信号 S_1 と処理ベースバンド信号 S_k の複素共役との積である複素演算積 $S_1 \cdot S_k^*$ を演算して、複素演算積 $S_1 \cdot S_k^*$ である受信ウエイト W_k^{RX} を低域通過フィルタ42-kを介して乗算器44-kと複素共役積演算部46-kと送信ウエイト演算回路30とに出力する。ここで、低域通過フィルタ42-kは、低域通過フィルタ42-1、42-2と同様、FIRフィルタ又はIIRフィルタなどのデジタルフィルタで構成され、遮断周波数未満の周波数を有する信号を通過させ、これによって、実際の通信における、受信機雑音や変調成分、帯域制限などによる同相化の誤差や振幅変動に応じて最大比合成における受信ウエイトの誤差が大きくなることを防止する。また、遅延回路43-kは、複素共役積演算部41-kにお

る演算時間及び低域通過フィルタ42-kによる遅延を考慮して、乗算器44-kに入力される2つの信号の遅延時間が等しくなるように、入力される処理ベースバンド信号 S_k を遅延して、乗算器44-kに出力する。乗算器44-kは、入力される受信ウエイト W_k^{RX} と処理ベースバンド信号 S_k とを乗算して、乗算結果 $W_k^{RX}S_k$ を加算器45に出力する。

【0031】加算器45は、入力されるN個の乗算結果 $W_1^{RX}S_1$ 乃至 $W_N^{RX}S_N$ を加算して加算結果 $(W_1^{RX}S_1 + W_2^{RX}S_2 + \dots + W_N^{RX}S_N)$ を出力する。複素共役積演算部46-k ($k=1, 2, \dots, N$) は、入力される受信ウエイト W_k^{RX} に基づいて、受信ウエイト W_k^{RX} と受信ウエイト W_k^{RX} の複素共役との積である受信ウエイト2乗積 $|W_k^{RX}|^2$ を演算して加算器47に出力する。加算器47は、入力されるN個の受信ウエイト2乗積 $|W_k^{RX}|^2$ を加算して、加算結果 $(|W_1^{RX}|^2 + |W_2^{RX}|^2 + \dots + |W_N^{RX}|^2)$ を平方根演算部48に出力する。平方根演算部48は、入力される加算結果 $(|W_1^{RX}|^2 + |W_2^{RX}|^2 + \dots + |W_N^{RX}|^2)$ の平方根 $\{\sqrt{|W_1^{RX}|^2 + |W_2^{RX}|^2 + \dots + |W_N^{RX}|^2}\}$ を演算して、除算器49に出力する。除算器49は、入力される加算結果 $(W_1^{RX}S_1 + W_2^{RX}S_2 + \dots + W_N^{RX}S_N)$ を平方根 $\{\sqrt{|W_1^{RX}|^2 + |W_2^{RX}|^2 + \dots + |W_N^{RX}|^2}\}$ で除算して、除算結果である最大比合成出力信号 S^{RX} を復調器5に出力する。

【0032】次に、最大比合成回路4によって演算された各アンテナ素子 A_k に対する受信ウエイト W_k^{RX} を用いて送信ウエイト W_k^{TX} を演算して送信ビームを形成する方法について説明する。例えば、TDD (Time Division Duplex) 方式等のように、送信信号の周波数と受信信号の周波数とが等しい場合、アンテナ素子 A_k で受信された各受信信号を最大比合成するための受信ウエイトをそのまま用いて送信することにより、受信電力が最大の受信波とマルチパス方向にそれぞれ送信ビームを形成し、ダイバーシチ送信系を構成することができる。ところが、送信信号の周波数と受信信号の周波数とが異なる場合は、パス間の位相関係が送信と受信とで違ってくるため、マルチパス方向への送信を抑える必要がある。そこで、第1の実施形態では、上記アレーアンテナ1に対する各受信ウエイト W_k^{RX} に基づいて、以下のようにして送信ウエイト W_k^{TX} を演算して、受信電力が最大の受信波の到来方向に単一の送信信号の主ビームを形成するようにした。

【0033】まず、アンテナ素子 A_k ごとの受信ウエイト W_k^{RX} の位相を考察する。各アンテナ素子 A_k に対する受信ウエイト W_k^{RX} と基準のアンテナ素子 A_1 の受信ウエイト W_1^{RX} の間の位相差 $\theta_k - \theta_1$ は、一般的には、互いに隣接するアンテナ素子 $A(i+1)$ 、 A_i 間の各2つの受信ウエイトの位相差 $\Delta\theta_i (= \theta_{i+1} - \theta_i)$ の総和を演算することによって求めることができ、次の数5

のように表される。

【0034】

【数5】

$$\begin{aligned} & \theta_k - \theta_1 \\ & k \\ & = \sum_{i=1}^k \Delta \theta_i \\ & = \sum_{i=1}^k \arg \{W_{i+1}^{RX} \cdot (W_i^{RX})^*\}, \quad k \geq 2 \end{aligned}$$

【0035】ここで、 $\arg \{ \}$ は、 $\{ \}$ 内の複素数 $W_{i+1}^{RX} \cdot (W_i^{RX})^*$ の角度を表し、 $-\pi$ から π までの範囲で示されるものとする。従って、マルチパスなどの影響により、隣接するアンテナ素子 $A(i+1)$ 、 Ai 間

$$\begin{aligned} & \theta_k - \theta_1 \\ & k-1 \\ & = (k-1) \Delta \theta_1 + \sum_{i=1}^{k-1} (\Delta \theta_i - \Delta \theta_1) \\ & i=1 \\ & k-1 \\ & = (k-1) \cdot \arg \{W_2^{RX} \cdot (W_1^{RX})^*\} + \sum_{i=1}^{k-1} \arg \{ \{W_{i+1}^{RX} \cdot (W_i^{RX})^*\} \cdot \{W_2^{RX} \cdot (W_1^{RX})^*\}^* \}, \\ & i=1 \\ & k \geq 2 \end{aligned}$$

【0037】すなわち、第1の実施形態のアレーアンテナ1は、N個のアンテナ素子A_kが等間隔で配列されているので、互いに隣接するアンテナ素子A(i+1)、Aiにそれぞれ対応する受信ウエイト W_{i+1}^{RX} 、 W_i^{RX} の間の位相差 $\Delta \theta_i$ は、マルチパスの影響を受けたとしても、基準位相差 $\Delta \theta_1$ と大きく異なることはないと考えられる。従って、数6における $(\Delta \theta_i - \Delta \theta_1)$ は、 $+\pi > (\Delta \theta_i - \Delta \theta_1) > -\pi$ を常に満足すると考えられる。これによって、数6を用いることにより、各アンテナ素子A_kと基準アンテナ素子A1との間の受信ウエイトの位相差 $\theta_k - \theta_1$ が、総和を演算する計算の途中で $-\pi$ あるいは π で、いわゆる折り返えされることなく、一意的に得られる。従って、第1の実施形態では、各アンテナ素子A_kに対する受信ウエイト W_k^{RX} の位相差 $\theta_k - \theta_1$ を数6を用いて演算するように構成した。

【0038】すなわち、第1の実施形態では、

(1) 基準のアンテナ素子A1に隣接するアンテナ素子A2に対応する受信ウエイト W_2^{RX} と、基準のアンテナ素子A1に対応する受信ウエイト W_1^{RX} の共役複素数との複素共役積 $\{W_2^{RX} \cdot (W_1^{RX})^*\}$ に基づいて、上記基準のアンテナ素子A1に隣接するアンテナ素子A2で受信された処理ベースバンド信号 S_2 と、基準のアンテナ素子A1で受信された基準ベースバンド信号 S_1 との間の基準位相差 $\Delta \theta_1$ を演算する。

(2) 次に、各受信ウエイト W_i^{RX} のうち、互いに隣接するアンテナ素子に対応する2つの受信ウエイト W_i^{RX} 、 W_{i+1}^{RX} に基づいて、当該2つの受信ウエイト W_i^{RX} 、 W_{i+1}^{RX} のうちの一方の受信ウエイト W_{i+1}^{RX} と、

の位相差 $\Delta \theta_i$ が、 $\Delta \theta_i > +\pi$ の場合又は $\Delta \theta_i < -\pi$ の場合には、数5を用いた方法では、位相差 $\Delta \theta_i$ が $-\pi$ から π までの範囲の値として演算されるので、それらの総和を演算することによって演算される位相差 $\theta_k - \theta_1$ を正確に求めることが出来ない場合がある。そこで、これを防ぐため、第1の実施形態では基準のアンテナ素子A1と基準のアンテナ素子A1に隣接する隣接アンテナ素子A2との間の位相差 $\Delta \theta_1$ （以下、基準位相差と呼ぶ。）を用いて、次の数6に従って、 $(\Delta \theta_i - \Delta \theta_1)$ の総和を演算し、当該総和と $(k-1) \Delta \theta_1$ とを加算することにより $\theta_k - \theta_1$ を求めることとした。

【0036】

【数6】

他方の受信ウエイト W_i^{RX} の共役複素数との複素共役積 $\{W_{i+1}^{RX} \cdot (W_i^{RX})^*\}$ を演算する。

(3) そして、当該複素共役積 $\{W_{i+1}^{RX} \cdot (W_i^{RX})^*\}$ と、複素共役積 $\{W_2^{RX} \cdot (W_1^{RX})^*\}$ の共役複素数との複素共役積 $\{ \{W_{i+1}^{RX} \cdot (W_i^{RX})^*\} \cdot \{W_2^{RX} \cdot (W_1^{RX})^*\}^* \}$ を演算して、当該複素共役積 $\{ \{W_{i+1}^{RX} \cdot (W_i^{RX})^*\} \cdot \{W_2^{RX} \cdot (W_1^{RX})^*\}^* \}$ に基づいて、互いに隣接するアンテナ素子Ai、A(i+1)で受信された処理ベースバンド信号 S_i 、 S_{i+1} の間の位相差 $\Delta \theta_i$ と、上記基準位相差 $\Delta \theta_1$ との差 $(\Delta \theta_i - \Delta \theta_1)$ を演算する。

(4) 次に、基準位相差 $\Delta \theta_1$ と差 $(\Delta \theta_i - \Delta \theta_1)$ とに基づいて、アンテナ素子A_kで受信された処理ベースバンド信号 S_k と、基準のアンテナ素子A1で受信された基準ベースバンド信号 S_1 との間の位相差 $(\theta_k - \theta_1)$ を演算する。

【0039】このようにして得られる位相差 $\theta_k - \theta_1 = \delta \theta_k$ の位相分布は、マルチパス波が入射する場合には、一般に、図5に示すように、まっすぐな直線とはならない。そこで、最大の受信電力を有する受信波の到来方向のみに単一の送信信号の主ビームを形成するために、最小2乗法により位相分布を直線に回帰するようにした。すなわち、図5に示すように、4つのアンテナ素子A1乃至A4からなるアレーアンテナ1について説明すると、各アンテナ素子A_kの配置に対応し、かつ位相平面上で1直線上に位置する最小2乗回帰位相差 $\delta \theta_1^{LSR}$ 、 $\delta \theta_2^{LSR}$ 、 $\delta \theta_3^{LSR}$ 、 $\delta \theta_4^{LSR}$ を、2乗和 $\delta \theta^2 = (\delta \theta_1 - \delta \theta_1^{LSR})^2 + (\delta \theta_2 - \delta \theta_2^{LSR})^2 + (\delta \theta_3 - \delta \theta_3^{LSR})^2 + (\delta \theta_4 - \delta \theta_4^{LSR})^2$ が最小になるよ

うに演算する。これによって、アンテナ素子 A_k の各位相差 $\theta_k - \theta_1 = \delta\theta_k$ を、各アンテナ素子 A_k で受信された最大受信波に対して等位相の1次回帰平面に回帰させて1次回帰平面を演算して、当該1次回帰平面から隣接するアンテナ素子間の最小2乗回帰後の位相差 $\Delta\theta_{LSR} (= \delta\theta_{i+1}^{LSR} - \delta\theta_i^{LSR})$ を演算する。ここで、直接波が到来する場合には、一般的に直接波が最大受信波となる。従って、図5においては、最大受信波として直接波を用いて示している。しかしながら、直接波が到来しない環境では、直接波に代えて、受信される信号のうち、最大の電力を有する最大受信波を用いることになる。また、図5においては、4つのアンテナ素子 A_1 乃至 A_4 からなるアレーアンテナ1について説明したが、4つ以上の場合についても同様に説明することができる。

【0040】この場合において、基準位相差 $\Delta\theta_1$ 自体が、マルチパスなどの影響で $-\pi$ あるいは π で折り返しを受けていると、最小2乗法によって回帰された直線から演算される、隣接するアンテナ素子間の最小2乗回帰後の位相差 $\Delta\theta_{LSR} (= \delta\theta_{i+1}^{LSR} - \delta\theta_i^{LSR})$ も上記位相の折り返しを受けた値となる。そこで、最大受信波の到来方向は、 -90° から 90° までの範囲内であると考え、送信ビームの向きも -90° から 90° までの範囲内となるように、上記回帰によって得られた最小2乗回帰後の位相差 $\Delta\theta_{LSR}$ を $-\pi < \Delta\theta \leq \pi$ の範囲に変換する位相補正処理を実行する。

【0041】すなわち、図4のフローチャートに示すように、ステップS1で最小2乗回帰後の位相差 $\Delta\theta_{LSR}$ が入力されたかどうかを判断して、入力された場合にはステップS2に進み、入力されていない場合にはステップS1を繰り返す。ステップS2で、 $-\pi < \Delta\theta_{LSR} \leq \pi$ であるか否かを判断して、 $-\pi < \Delta\theta_{LSR} \leq \pi$ である場合には、ステップS6に進み、 $-\pi < \Delta\theta_{LSR} \leq \pi$ でない場合にはステップS3に進む。ステップS3で $\pi < \Delta\theta_{LSR}$ であるか否かを判断して、 $\pi < \Delta\theta_{LSR}$ である場合にはステップS4に進み、 $\pi < \Delta\theta_{LSR}$ でない場合にはステップS5に進む。ステップS4では、 $(\Delta\theta_{LSR} - 2\pi)$ を $\Delta\theta_a$ に代入してステップS7に進み、ステップS5では、 $(\Delta\theta_{LSR} + 2\pi)$ を $\Delta\theta_a$ に代入してステップS7に進む。ステップS6では、 $\Delta\theta_{LSR}$ を $\Delta\theta_a$ に代入してステップS7に進む。ステップS7で、 $\Delta\theta_a$ を後述する乗算器303に出力する。

【0042】送信ビームを形成するための、各アンテナ素子 A_k に対する送信ウェイト W_k^{TX} は、上記演算によって得られた隣接するアンテナ素子間の検出位相差 $\Delta\theta_a$ を用いて、次の数7で与えられる。

【0043】

【数7】 $W_k^{TX} = a_k \cdot \exp[j\{(f_T/f_R) \cdot (k-1)\Delta\theta_a\}]$

【0044】ここで、 a_k は任意の励振分布、 f_T は送信

信号の送信周波数、 f_R は受信信号の受信周波数を表す。数7で与えられる送信ウェイト W_k^{TX} の位相は、基準のアンテナ素子 A_1 としている。しかしながら、本発明はこれに限らず、任意の位置、例えば、アレーアンテナ1の中央の位置にすることも可能である。

【0045】なお、実際の通信では、位相・振幅補正部13-kで同相分配されたベースバンド信号を上述のようにして得られたアンテナ素子 A_k ごとの送信ウェイト W_k^{TX} に基づいて位相補正をし、直交変調器6-kで共通の第2の送信局部発振器10から入力される第2の送信局部発振信号を用いて直交変調を行い、送信モジュールTM-kで送信周波数である無線周波数に周波数変換し、送受分離器であるサーキュレータCI-kを介して各アンテナ素子 A_k から送信される。

【0046】以上の説明した演算を実行する送信ウェイト演算回路30の構成及び動作について図3を参照して説明する。送信ウェイト演算回路30は、複素共役積演算部31-1乃至31-(N-1)、32-1乃至32-(N-2)と、位相差演算部33-1乃至33-(N-1)と、加算器34-1乃至34-(N-2)、35-1乃至35-(N-2)と、最小2乗回帰処理部301と、位相補正部302と、乗算器303、36-1乃至36-N、38-1乃至38-Nと、複素数演算部37-1乃至37-Nとからなる。

【0047】送信ウェイト演算回路30において、アンテナ素子 A_1 に対する受信ウェイト W_1^{RX} は、複素共役積演算部31-1に入力され、アンテナ素子 A_2 に対する受信ウェイト W_2^{RX} は、複素共役積演算部31-1と複素共役積演算部31-2に入力される。アンテナ素子 A_3 に対する受信ウェイト W_3^{RX} は、複素共役積演算部31-2と複素共役積演算部31-3に入力され、同様にアンテナ素子 A_k ($k=4, 5, \dots, N$) に対する受信ウェイト W_k^{RX} は、複素共役積演算部31-(k-1)と複素共役積演算部31-kとに入力される。

【0048】複素共役積演算部31-1は、入力される受信ウェイト W_1^{RX} 、 W_2^{RX} とに基づいて、受信ウェイト W_2^{RX} と受信ウェイト W_1^{RX} の複素共役とを乗算して、乗算結果である複素共役積 $W_2^{RX}W_1^{RX*}$ を位相差演算部33-1と複素共役積演算部32-1乃至32-(N-2)に出力する。位相差演算部33-1は、入力される複素共役積 $W_2^{RX}W_1^{RX*}$ に基づいて、基準のアンテナ素子 A_1 に対応する受信ウェイト W_1^{RX} と、基準のアンテナ素子 A_1 に隣接するアンテナ素子 A_2 に対応する受信ウェイト W_2^{RX} との間の基準位相差 $\Delta\theta_1$ を演算して、加算器34-1乃至34-(N-2)と加算器35-1及び最小2乗回帰処理部301に出力する。

【0049】複素共役積演算部31-2は、入力される受信ウェイト W_2^{RX} 、 W_3^{RX} とに基づいて、受信ウェイト W_3^{RX} と受信ウェイト W_2^{RX} の複素共役とを乗算して、乗算結果である複素共役積 $W_3^{RX}W_2^{RX*}$ を複素共役積演算

部32-1に出力する。複素共役積演算部32-1は、入力される複素共役積 $W_2^{RX}W_1^{RX*}$ と複素共役積 $W_3^{RX}W_2^{RX*}$ とに基づいて、複素共役積 $W_3^{RX}W_2^{RX*}$ と複素共役積 $W_2^{RX}W_1^{RX*}$ の複素共役とを乗算して、乗算結果である複素共役積 $W_3^{RX}W_2^{RX*} \cdot (W_2^{RX}W_1^{RX*})^*$ を位相差演算部33-2に出力する。位相差演算部33-2は、入力される複素共役積 $W_3^{RX}W_2^{RX*} \cdot (W_2^{RX}W_1^{RX*})^*$ に基づいて、アンテナ素子A2に対応する受信ウエイト W_2^{RX} とアンテナ素子A2に隣接するアンテナ素子A3に対応する受信ウエイト W_3^{RX} との間の位相差 $\Delta\theta_2$ と、基準位相差 $\Delta\theta_1$ との差 $(\Delta\theta_2 - \Delta\theta_1)$ を演算して、加算器34-1に出力する。

【0050】加算器34-1は、入力される基準位相差 $\Delta\theta_1$ と差 $(\Delta\theta_2 - \Delta\theta_1)$ とを加算して、加算結果 $\{\Delta\theta_1 + (\Delta\theta_2 - \Delta\theta_1)\}$ を加算器35-1に出力する。加算器35-1は、基準位相差 $\Delta\theta_1$ と位相差 $\{\Delta\theta_1 + (\Delta\theta_2 - \Delta\theta_1)\}$ とを加算して、加算結果 $\{2\Delta\theta_1 + (\Delta\theta_2 - \Delta\theta_1)\}$ を最小2乗回帰処理部301と加算器35-2とに出力する。ここで、加算結果 $\{2\Delta\theta_1 + (\Delta\theta_2 - \Delta\theta_1)\}$ は、数6で表されるアンテナ素子A3に対応する受信ウエイト W_3^{RX} の位相と基準のアンテナ素子A1に対応する受信ウエイト W_1^{RX} の位相との間の位相差 $\delta\theta_3$ である。

【0051】複素共役積演算部31-3は、入力される受信ウエイト W_3^{RX} 、 W_4^{RX} とに基づいて、受信ウエイト W_4^{RX} と受信ウエイト W_3^{RX} の複素共役とを乗算して、乗算結果である複素共役積 $W_4^{RX}W_3^{RX*}$ を複素共役積演算部32-2に出力する。複素共役積演算部32-2は、入力される複素共役積 $W_2^{RX}W_1^{RX*}$ と複素共役積 $W_4^{RX}W_3^{RX*}$ とに基づいて、複素共役積 $W_4^{RX}W_3^{RX*}$ と複素共役積 $W_2^{RX}W_1^{RX*}$ の複素共役とを乗算して、乗算結果である複素共役積 $W_4^{RX}W_3^{RX*} \cdot (W_2^{RX}W_1^{RX*})^*$ を位相差演算部33-3に出力する。位相差演算部33-3は、入力される複素共役積 $W_4^{RX}W_3^{RX*} \cdot (W_2^{RX}W_1^{RX*})^*$ に基づいて、アンテナ素子A3に対応する受信ウエイト W_3^{RX} とアンテナ素子A3に隣接するアンテナ素子A4に対応する受信ウエイト W_4^{RX} との間の位相差 $\Delta\theta_3$ と、基準位相差 $\Delta\theta_1$ との差 $(\Delta\theta_3 - \Delta\theta_1)$ を演算して、加算器34-2に出力する。

【0052】加算器34-2は、入力される基準位相差 $\Delta\theta_1$ と差 $(\Delta\theta_3 - \Delta\theta_1)$ とを加算して、加算結果 $\{\Delta\theta_1 + (\Delta\theta_3 - \Delta\theta_1)\}$ を加算器35-2に出力する。加算器35-2は、加算器35-1から入力される加算結果 $\{2\Delta\theta_1 + (\Delta\theta_2 - \Delta\theta_1)\}$ と加算器34-2から入力される加算結果 $\{\Delta\theta_1 + (\Delta\theta_3 - \Delta\theta_1)\}$ とを加算して、加算結果 $\{3\Delta\theta_1 + (\Delta\theta_2 - \Delta\theta_1) + (\Delta\theta_3 - \Delta\theta_1)\}$ を最小2乗回帰処理部301と加算器35-3とに出力する。ここで、加算結果 $\{3\Delta\theta_1 + (\Delta\theta_2 - \Delta\theta_1) + (\Delta\theta_3 - \Delta\theta_1)\}$ は、数6で表されるアンテナ素子A4に対応する受信ウ

エイト W_4^{RX} の位相と基準のアンテナ素子A1に対応する受信ウエイト W_1^{RX} の位相との間の位相差 $\delta\theta_4$ である。

【0053】同様に、複素共役積演算部31-k ($k=4, 5, \dots, N-1$)は、入力される受信ウエイト W_k^{RX} 、 W_{k+1}^{RX} とに基づいて、受信ウエイト W_{k+1}^{RX} と受信ウエイト W_k^{RX} の複素共役とを乗算して、乗算結果である複素共役積 $W_{k+1}^{RX}W_k^{RX*}$ を複素共役積演算部32-(k-1)に出力する。複素共役積演算部32-(k-1)は、入力される複素共役積 $W_2^{RX}W_1^{RX*}$ と複素共役積 $W_{k+1}^{RX}W_k^{RX*}$ とに基づいて、複素共役積 $W_{k+1}^{RX}W_k^{RX*}$ と複素共役積 $W_2^{RX}W_1^{RX*}$ の複素共役とを乗算して、乗算結果である複素共役積 $W_{k+1}^{RX}W_k^{RX*} \cdot (W_2^{RX}W_1^{RX*})^*$ を位相差演算部33-kに出力する。

【0054】位相差演算部33-kは、入力される複素共役積 $W_{k+1}^{RX}W_k^{RX*} \cdot (W_2^{RX}W_1^{RX*})^*$ に基づいて、アンテナ素子A kに対応する受信ウエイト W_k^{RX} とアンテナ素子A kに隣接するアンテナ素子A (k+1)に対応する受信ウエイト W_{k+1}^{RX} との間の位相差 $\Delta\theta_k$ と、基準位相差 $\Delta\theta_1$ との差 $(\Delta\theta_k - \Delta\theta_1)$ を演算して、加算器34-(k-1)に出力する。加算器34-(k-1)は、入力される基準位相差 $\Delta\theta_1$ と差 $(\Delta\theta_k - \Delta\theta_1)$ とを加算して、加算結果である位相差 $\{\Delta\theta_1 + (\Delta\theta_k - \Delta\theta_1)\}$ を加算器35-(k-1)に出力する。

【0055】加算器35-(k-1) ($k=4, 5, \dots, N-2$)は、加算器35-(k-2)から入力される加算結果 $(k-2)\Delta\theta_1 + \{\Delta\theta_1 + (\Delta\theta_2 - \Delta\theta_1) + \dots + (\Delta\theta_{k-1} - \Delta\theta_1)\}$ と加算器34-(k-1)から入力される加算結果 $\{\Delta\theta_1 + (\Delta\theta_k - \Delta\theta_1)\}$ とを加算して、加算結果 $(k-1)\Delta\theta_1 + \{\Delta\theta_1 + (\Delta\theta_2 - \Delta\theta_1) + \dots + (\Delta\theta_k - \Delta\theta_1)\}$ を最小2乗回帰処理部301と加算器35-kとに出力する。加算器35-(N-2)は、加算器35-(N-3)から入力される加算結果 $(N-3)\Delta\theta_1 + \{\Delta\theta_1 + (\Delta\theta_2 - \Delta\theta_1) + \dots + (\Delta\theta_{N-2} - \Delta\theta_1)\}$ と加算器34-(N-2)から入力される加算結果 $\{\Delta\theta_1 + (\Delta\theta_{N-1} - \Delta\theta_1)\}$ とを加算して、加算結果 $(N-2)\Delta\theta_1 + \{\Delta\theta_1 + (\Delta\theta_2 - \Delta\theta_1) + \dots + (\Delta\theta_{N-1} - \Delta\theta_1)\}$ を最小2乗回帰処理部301に出力する。

【0056】ここで、加算器35-(k-1) ($k=4, 5, \dots, N-1$)から出力される加算結果 $(k-1)\Delta\theta_1 + \{\Delta\theta_1 + (\Delta\theta_2 - \Delta\theta_1) + \dots + (\Delta\theta_k - \Delta\theta_1)\}$ は、数6で表されるアンテナ素子A (k+1)に対応する受信ウエイト W_{k+1}^{RX} の位相と、基準のアンテナ素子A1に対応する受信ウエイト W_1^{RX} の位相との間の位相差 $\delta\theta_{k+1}$ である。

【0057】最小2乗回帰処理部301は、入力されるN個の位相差 $\delta\theta_1$ 乃至 $\delta\theta_N$ とに基づいて、上述した最小2乗回帰処理を実行して、当該回帰処理によって得られた最小2乗回帰後の位相差 $\Delta\theta^{LSR}$ を位相差補正部3

02に出力する。位相差補正部302は、上述したように最小2乗回帰後の位相差 $\Delta\theta_{LSR}$ を $-\pi < \Delta\theta_{LSR} \leq \pi$ の範囲に変換する位相補正処理を実行して、位相補正処理後の検出位相差 $\Delta\theta_a$ を乗算器303に出力する。乗算器303は、入力された検出位相差 $\Delta\theta_a$ と入力された受信周波数 f_R に対する送信周波数 f_T の送受周波数比 f_T/f_R とを乗算して、乗算結果 $\Delta\theta_a f_T/f_R$ を乗算器36-1乃至36-Nに出力する。ここで、送受周波数比 f_T/f_R は、予め決められた送信周波数 f_T と予め決められた受信周波数 f_R とから決定されて乗算器303に入力される。

【0058】乗算器36-k ($k=1, 2, \dots, N$) は、予め乗数が $(k-1)$ に設定されていて、乗算器303から入力される乗算結果 $\Delta\theta_a f_T/f_R$ と乗数 $(k-1)$ とを乗算して、その乗算結果 $(k-1) \Delta\theta_a f_T/f_R$ を複素数演算部37-kに出力する。複素数演算部37-kは、乗算器36-kから入力される乗算結果 $k \Delta\theta_a f_T/f_R$ に基づいて、複素数 $\exp[j\{(f_T/f_R) \cdot (k-1) \Delta\theta_a\}]$ を演算して、乗算器38-kに出力する。乗算器38-kは、予め決められる送信パターンによって決定される励振分布 a_k と複素数 $\exp[j\{(f_T/f_R) \cdot (k-1) \Delta\theta_a\}]$ とを乗算して、乗算結果 $a_k \exp[j\{(f_T/f_R) \cdot (k-1) \Delta\theta_a\}]$ をアンテナ素子A k に対応する送信ウェイト W_k^{TX} として各アンテナ素子A k に出力する。

【0059】以上のように構成された自動ビーム捕捉追尾装置は、到来波から得られる各アンテナ素子A k 毎のベースバンド信号 S_k に基づいて到来波の方向に送信ビームを形成し、また、複数の多重波が到来する環境においても、あるいは受信位相差に位相不確定が生じる場合においても、それら多重波の影響及び位相不確定を除去し、最大受信波の方向のみに単一の送信主ビームを形成できる。

【0060】以上の第1の実施形態の自動ビーム捕捉追尾装置において、送信ウェイト演算回路30は、数6に従って、位相差 $\delta\theta_k$ を演算して、当該位相差 $\delta\theta_k$ に基づいて送信ウェイトしている。これによって、送信ウェイト演算回路30は、1つの1次回帰平面を演算することにより、位相差 $\Delta\theta_{LSR}$ を演算することができるので、第2の従来例に比較して、少ない演算数で、最大受信波の方向のみに単一の送信信号の主ビームを形成するための送信ウェイト W_k^{TX} を演算することができる。

【0061】<第2の実施形態>図6は、本発明に係る第2の実施形態の自動ビーム捕捉追尾装置の構成を示すブロック図である。図6の第2の実施形態の自動ビーム捕捉追尾装置は、以下の(1)乃至(3)を除いては図1の第1の実施形態の自動ビーム捕捉追尾装置と同様に構成される。

(1) 最大比合成回路4に代えて最大比合成回路4aを

備える。

(2) 準同期検波器QD-1乃至QD-Nと最大比合成回路4aとの間にデジタルビーム形成回路(以下、DBF回路という。)50とビーム選択回路60とを備える。

(3) 最大比合成回路4aと送信ウェイト演算回路30との間にウェイト分解演算回路70を備える。

【0062】第2の実施形態の自動ビーム捕捉追尾装置において、DBF回路50は、各アンテナ素子A k によって受信され、準同期検波器QD-kから入力されるベースバンド信号 S_k に対して、アンテナ素子A1の位相を基準として高速フーリエ変換(以下、FFTという。)を実行して、複数N個のビーム、すなわちマルチビームを同時に形成し、次の数8で表される各ビームB i ($i=1, 2, \dots, N$)に対応するベースバンド信号 S_i をビーム選択回路60に出力する。このように形成された各ビームにおいて、他のビームが形成される方向には必ずヌルが形成される。第2の実施形態では、上述のようにFFTを用いて所定の方向にビームを形成するようにしたが、本発明はこれに限らず、各アンテナ素子A k で受信される信号に対して、複数の移相器を用いて、所定の複数のビーム方向に対応して複数のビームを同時に形成し、形成された複数のビームに対応する複数のビームの各受信信号をデジタル信号に変換し、ビームごとの受信ベースバンド信号を生成するようにしてもよい。なお、この場合、アンテナ素子ごとの受信ウェイトの分解は、上記複数のビームを形成するために移相器に加えた各アンテナ素子に対する移相量とビームごとの受信ウェイトとに基づいて演算できる。また、上記移相器を用いた構成による送信で、振幅を制御する場合は、例えば、デジタル的に制御をすることができる減衰器または増幅器を別途用いる。以上のように他のビーム形成方法を用いて、所定の複数のビーム方向に対応して複数のビームを形成し、形成された複数のビームに対応する複数ビーム受信信号を生成するようにしてもよい。なお、第2の実施形態では、FFTの代わりに離散フーリエ変換(DFT)を用いることができる。ここで、同じ入射角度におけるメインローブを持つ各ビームB i のベースバンド信号の位相を同相にするため、アレーアンテナ1の物理的な中央が位相の基準となるように各ビームB i のベースバンド信号 S_i を移相する。数8における $\exp\{j(-3/4)\pi i\}$ は、アレーアンテナ1の物理的な中央が位相の基準となるように各ビームのベースバンド信号 S_i を移相するための係数である。このようにして、例えば、アンテナの素子数Nが4個の場合、4個のビームB i が形成され、各ビームはそれぞれ 0° 、 $\pm 30^\circ$ 、 90° の方向で最大の電力となる。

【0063】

【数8】

$$S_i = \left[\sum_{k=1}^N S_k \exp \{ j (1/2) \pi k \} \right] \cdot \exp \{ j (-3/4) \pi i \}$$

【0064】また、ビーム選択回路60は、形成されるN個のビームB_iに対応するN個のベースバンド信号S_iのうち、受信電力の大きい方から複数M個のベースバンド信号を選択して、選択したM個のベースバンド信号S_{B_i} (i=1, 2, ..., M) を最大比合成回路4aに出力する。ここで、選択されたM個のベースバンド信号S_{B_i}のうち、最大の電力を有するベースバンド信号S_{B_i}を基準のベースバンド信号とし、S_{B_r}で表す。なお、実際の通信では、雑音などの影響で選択されるビームが頻繁に切替わるのを防ぐため、各ビームB_iのベースバンド信号S_iを狭帯域の低域通過フィルタで低域ろ波して、低域ろ波後の信号を比較し、上記のビーム選択を行う。

【0065】最大比合成回路4aは、図7に示すように、最大比合成回路4における、N個のアンテナ素子A_k (k=1, 2, ..., N) にそれぞれ対応する、N個の複素共役積演算部41-kと、N個の低域通過フィルタ42-kと、N個の遅延回路43-kと、N個の乗算器44-kと、N個の複素共役積演算部46-kとに代えて、M個のビームB_i (i=1, 2, ..., M) にそれぞれ対応する、M個の複素共役積演算部41-iと、M個の低域通過フィルタ42-iと、M個の遅延回路43-iと、M個の乗算器44-iと、M個の複素共役積演算部46-iとを備える。そして、最大比合成回路4aは、N個のベースバンド信号S_kに代えて、M個のベースバンド信号S_{B_i}に基づいて、N個のベースバンド信号S_kに対して行った演算と同様の演算をM個のベースバンド信号S_{B_i}に対して実行して、後述する合成信号を復調器5に出力し、後述する受信ビームウエイトW_i^{RB}をウエイト分解演算回路70に出力する。ここで、受信ビームウエイトW_i^{RB}は、基準のビームB_rに対応するベースバンド信号S_{B_r}と、ビームB_iに対応するベースバンド信号S_{B_i}の共役複素数との複素共役積で表すことができ、次の数9で表わすことができる。ここで、本発明においては、好ましくは、上述のように最大の電

$$\begin{aligned} S_{B_r} \\ &= \left[\sum_{i=1}^M \{ (1/|S_{B_r}|) (S_{B_r} \cdot S_{B_i}^*) S_{B_i} \} \right] / \left[\sqrt{\sum_{i=1}^M |S_{B_i}|^2} \right] \\ &= \left[\sum_{i=1}^M \{ (S_{B_r} \cdot S_{B_i}^*) S_{B_i} \} \right] / \left[\sqrt{\sum_{i=1}^M |S_{B_r} \cdot S_{B_i}^*|^2} \right] \\ &= \left[\sum_{i=1}^M (W_i^{RB} S_{B_i}) \right] / \left[\sqrt{\sum_{i=1}^M |W_i^{RB}|^2} \right] \end{aligned}$$

【0070】上記規格化された最大比合成出力信号S_{B_N}は、復調器5に入力され、復調器5によって復調され

力を有するベースバンド信号を基準のベースバンド信号S_{B_r}とするが、本発明はこれに限らず、最大の電力を有するベースバンド信号以外のベースバンド信号を基準にしてもよい。

【0066】

【数9】

$$\begin{aligned} W_i^{RB} \\ &= S_{B_r} \cdot S_{B_i}^* \\ &= |S_{B_r}| |S_{B_i}| \exp \{ j (\phi_r - \phi_i) \} \end{aligned}$$

【0067】ここで、φ_r、φ_iはそれぞれ基準とするビームB_rとビームB_iのベースバンド信号の位相であり、|・|は信号の振幅、また、*は共役複素数であることを表している。数9で与えられる各ビームB_iに対する受信ビームウエイトW_i^{RB}をそのビームB_iのベースバンド信号S_iに掛け合わせ、これをビーム選択回路60で選択された全てのビームについて演算し、それらの総和を演算する。その結果、ベースバンド信号S_{B_i}は、ベースバンド信号S_{B_i}の振幅に比例した大きさで、かつ、基準のビームB_rのベースバンド信号S_{B_r}の位相に同相化するための受信ビームウエイトW_i^{RB}が掛けられて、合成されていることになり、すなわち、フィードバックループを持たない形でのビームスペースによる最大比合成を実現している。なお、実際の通信では、雑音などの影響でビームが不安定になるのを防ぐため、狭帯域なローパスフィルタを用いて数9で表される受信ビームウエイトW_i^{RB}の実部及び虚部を低域ろ波する。

【0068】さらに、上記演算された総和を、ビーム選択器60で選択される全てのビームについての各受信ビームウエイトの大きさの2乗の総和の平方根で割ることにより、規格化された合成信号S_{B_N}が得られる。ビーム選択器60でM個のビームを選択した場合、合成信号S_{B_N}は数10のように表される。

【0069】

【数10】

る。

【0071】次に、上記演算によってビームB_iに対応

する受信ビームウエイト W_i^{RB} を使って最大の電力を有する受信波の到来方向に単一の送信ビームを形成する方法について説明する。送受の周波数が等しい場合（TDD方式等）、ビームに対応するビーム受信信号を最大比合成するときの受信ウエイトをそのまま用いて送信することにより、最大受信波とマルチパス方向にそれぞれ送信ビームを形成し、ダイバーシチ送信系を構成することができる。ところが、送受周波数が異なる場合は、パス間の位相関係が送受で違ってくるため、マルチパス方向への送信を抑える必要がある。

【0072】まず、ウエイト分解演算回路70で、受信信号の各ビーム B_i に対して得られる最大比合成をする

$$W_k^{RX} = \sum_{i=1}^N W_i^{RB} \exp\{j(-3i\pi/4)\} \exp\{j(i\pi k/2)\}$$

【0074】ここで、上記得られた各アンテナ素子 A_k の受信ウエイト W_k^{RX} の位相は、アレーアンテナ1の中央を基準として、当該基準に対する各アンテナ素子 A_k における受信信号の位相差となっている。なお、ここでは形成される全てのビームを用いて、アンテナ素子 A_k ごとの受信ウエイト W_k^{RX} を演算しているが、ビーム選択回路60で選択された M 個のビームだけを使って演算することも可能である。

【0075】以上のようにして演算された受信ウエイト W_k^{RX} に基づいて、第1の実施形態と同様にして、送信ウエイト W_k^{TX} を演算して、当該送信ウエイト W_k^{TX} を用いて、最大の電力を有する受信波の到来方向に送信ビームを形成して送信信号を送信する。

【0076】以上のように構成された第2の実施形態の自動ビーム捕捉追尾装置は、所定の方向にビームを形成して、ビームに対応した受信波を受信して受信データを出力することができるとともに、第1の実施形態と同様の効果を有する。

【0077】＜変形例＞以上の第1と第2の実施形態の自動ビーム捕捉追尾装置では、1直線上に配列されたアレーアンテナ1を用いて構成したが、本発明はこれに限らず、図8に示すように、アンテナ素子が所定の間隔 $\lambda/2$ で2次元的に並置されて構成されたアレーアンテナ100を用いて構成してもよい。以下、アンテナ素子が2次元的に並置されたアレーアンテナ100を用いて、自動ビーム捕捉追尾装置を構成した場合の、受信ウエイト

$$\begin{aligned} & \theta(u, 0) - \theta(0, 0) \\ & u-1 \\ & = u \Delta \theta_u(0, 0) + \sum_{i=0}^{u-1} \{\Delta \theta_u(i, 0) - \Delta \theta_u(0, 0)\} \\ & = u \cdot \arg(W^{RX}(1, 0) \cdot (W^{RX}(0, 0))^*) \\ & + \sum_{i=0}^{u-1} \arg((W^{RX}(i+1, 0) \cdot (W^{RX}(i, 0))^*) \cdot (W^{RX}(1, 0) \cdot (W^{RX}(0, 0))^*)^*) \end{aligned}$$

【0081】ここで、 $u=1, 2, 3$ であり、数12

ための受信ビームウエイト W_i^{RB} を、DBF回路50で実行するDFT（またはFFT）の係数 $\exp\{j(i/2) \cdot \pi k\}$ とベースバンド信号 S_i を移相するための係数 $\exp\{j(-3/4)\pi i\}$ とを用いて、各アンテナ素子 A_k に対応する受信ウエイト W_k^{RX} に分解する。例えばアンテナの素子数 N が4個の場合、各アンテナ素子 A_k の受信ウエイト W_k^{RX} は、ビーム B_i ごとの受信ウエイト W_i^{RB} を用いて、数11のように表わすことができる。

【0073】

【数11】

と送信ウエイトの演算方法について説明する。

【0078】アレーアンテナ100は、図8に示すように、 u, v の方向にそれぞれ受信周波数 λ の半波長の間隔 $\lambda/2$ で4つずつ平面上に配置された、16個のアンテナ素子 $A(0, 0)$ 乃至 $A(3, 3)$ から構成される。ここで、各アンテナ素子 $A(0, 0)$ 乃至 $A(3, 3)$ の符号における A の後ろの（）内の数字は、 u, v 平面上における $\lambda/2$ で規格化した座標 (u, v) に対応させて付している。また、以下の説明において、各アンテナ素子 $A(u, v)$ に対応する受信ウエイトを $W^{RX}(u, v)$ とし、受信ウエイト $W^{RX}(u, v)$ の位相を $\theta(u, v)$ とする。いま、座標 $(0, 0)$ のアンテナ素子 $A(0, 0)$ を基準とし、基準のアンテナ素子 $A(0, 0)$ とそれに u 方向に隣接する座標 $(1, 0)$ のアンテナ素子 $A(1, 0)$ との間の受信ウエイトの位相差を $\Delta \theta_u(0, 0)$ 、基準のアンテナ素子 $A(0, 0)$ とそれに v 方向に隣接する座標 $(0, 1)$ のアンテナ素子 $A(0, 1)$ との間の受信ウエイトの位相差を $\Delta \theta_v(0, 0)$ とする。

【0079】まず、1次元（直線上に配列されたアレーアンテナ）の場合の位相差は、上述の u, v 平面における座標 (u, v) を用いると、数6を変形して、次の数12で表すことができる。

【0080】

【数12】

は、 $v=0$ の位置において u 方向に直線上に並ぶ座標

($u, 0$) の各アンテナ素子 $A(1, 0)$, $A(2, 0)$, $A(3, 0)$ について、各アンテナ素子 $A(u, 0)$ に対応する受信ウェイト $W^{RX}(u, 0)$ と基準のアンテナ素子 $A(0, 0)$ に対応する受信ウェイト $W^{RX}(0, 0)$ との間の位相差 $\theta(u, 0) - \theta(0, 0)$ を示している。また、数 12 において、 $\Delta\theta_u(u, 0) \{=\theta(u+1, 0) - \theta(u, 0)\}$ は、互いに u 方向に隣接するアンテナ素子 $A(u+1, 0)$, $A(u, 0)$ に対応する受信ウェイト $W^{RX}(u+1, 0)$, $W^{RX}(u, 0)$ の間の位相差であり、 $\arg()$ は $-\pi$ から π までの範囲で表わすものとする。

【0082】 以上のように数 12 により、 $v=0$ の位置において u 方向に直線上に並ぶ各アンテナ素子の受信ウ

$$\begin{aligned} & \theta(0, v) - \theta(0, 0) \\ &= v \Delta\theta_v(0, 0) + \sum_{j=0}^{v-1} \{\Delta\theta_v(0, j) - \Delta\theta_v(0, 0)\} \\ &= v \cdot \arg(W^{RX}(0, 1) \cdot (W^{RX}(0, 0))^*) \\ &+ \sum_{j=0}^{v-1} \arg((W^{RX}(0, j+1) \cdot (W^{RX}(0, j))^*) \cdot (W^{RX}(0, 1) \cdot (W^{RX}(0, 0))^*)^*) \end{aligned}$$

【0084】 ここで、 $\Delta\theta_v(0, v) (= \theta(0, v+1) - \theta(0, v))$ は、互いに v 方向に隣接するアンテナ素子 $A(0, v+1)$, $A(0, v)$ の各受信ウェイト $W^{RX}(0, v+1)$, $W^{RX}(0, v)$ の位相差である。

【0085】 さらに、任意の u ($u=0, 1, 2, 3$) における v 方向に直線上に並ぶ座標 (u, v) の各アンテナ素子 $A(u, v)$ について、基準アンテナ素子 A

$$\begin{aligned} & \theta(u, v) - \theta(u, 0) \\ &= v \Delta\theta_v(u, 0) + \sum_{j=0}^{v-1} \{\Delta\theta_v(u, j) - \Delta\theta_v(u, 0)\} \\ &= v \cdot \arg(W^{RX}(u, 1) \cdot (W^{RX}(u, 0))^*) \\ &+ \sum_{j=0}^{v-1} \arg((W^{RX}(u, j+1) \cdot (W^{RX}(u, j))^*) \cdot (W^{RX}(u, 1) \cdot (W^{RX}(u, 0))^*)^*) \end{aligned}$$

【0087】 ここで、 $\Delta\theta_v(u, v) (= \theta(u, v+1) - \theta(u, v))$ は、互いに v 方向に隣接するアンテナ素子 $A(u, v+1)$, $A(u, v)$ に対応する各受信ウェイト $W^{RX}(u, v+1)$, $W^{RX}(u, v)$ の間の位相差である。以上の数 12 と数 14 から、任意の座標 (u, v) の各アンテナ素子 $A(u, v)$ について、基準位相差 $\Delta\theta_u(0, 0)$ と基準位相差 $\Delta\theta$

エイトの位相差 $\theta(u, 0) - \theta(0, 0)$ ($u=1, 2, 3$) が求まった。次に、同様にして、 v 軸方向に直線上に並ぶアンテナ素子、例えば、 $u=0$ において v 方向に直線上に並ぶ座標 $(0, v)$ の各アンテナ素子 $A(0, v)$ について、基準アンテナ素子 $A(0, 0)$ とそれに v 方向に隣接するアンテナ素子 $A(0, 1)$ との間の受信ウェイトの位相差 $\Delta\theta_v(0, 0)$ を用いると、各アンテナ素子 $A(0, v)$ と基準のアンテナ素子 $A(0, 0)$ との間の各 2 つの受信ウェイトの位相差 $\theta(0, v) - \theta(0, 0)$ は、次の数 13 で表すことができる。

【0083】
【数 13】

($0, 0$) とそれに v 方向に隣接する座標 $(0, 1)$ のアンテナ素子 $A(0, 1)$ との間の受信ウェイトの位相差 $\Delta\theta_v(0, 0)$ を用いると、各アンテナ素子 $A(u, v)$ と座標 $(u, 0)$ のアンテナ素子 $A(u, 0)$ との間の各 2 つの受信ウェイトの位相差 $\theta(u, v) - \theta(u, 0)$ は次の数 14 で表すことができる。

【0086】
【数 14】

$v(0, 0)$ とを用いて、各座標 (u, v) の各アンテナ素子 $A(u, v)$ に対応する受信ウェイト $W^{RX}(u, v)$ と基準のアンテナ素子 $A(0, 0)$ に対応する受信ウェイト $W^{RX}(0, 0)$ の間の位相差 $\theta(u, v) - \theta(0, 0)$ は数 15 で表すことができる。

【0088】
【数 15】

$$\begin{aligned}
& \theta(u, v) - \theta(0, 0) \\
& = (\theta(u, v) - \theta(u, 0)) + (\theta(u, 0) - \theta(0, 0)) \\
& \quad u-1 \\
& = u \Delta \theta_u(0, 0) + v \Delta \theta_v(0, 0) + \sum_{i=0}^{u-1} \{ \Delta \theta_u(i, 0) - \Delta \theta_u(0, 0) \} \\
& \quad v-1 \\
& + \sum_{j=0}^{v-1} \{ \Delta \theta_v(u, j) - \Delta \theta_v(0, 0) \} \\
& = u \cdot \arg(w^{11}(1, 0) \cdot (w^{11}(0, 0))^*) + v \cdot \arg(w^{11}(0, 1) \cdot (w^{11}(0, 0))^*) \\
& \quad u-1 \\
& + \sum_{i=0}^{u-1} \arg((w^{11}(i+1, 0) \cdot (w^{11}(i, 0))^*) \cdot (w^{11}(1, 0) \cdot (w^{11}(0, 0))^*)^*) \\
& \quad v-1 \\
& + \sum_{j=0}^{v-1} \arg((w^{11}(u, j+1) \cdot (w^{11}(u, j))^*) \cdot (w^{11}(0, 1) \cdot (w^{11}(0, 0))^*)^*)
\end{aligned}$$

【0089】数15より、各アンテナ素子A(u, v)に対する受信ウェイト $W^{RX}(u, v)$ の、基準のアンテナ素子A(0, 0)に対応する受信ウェイト $W^{RX}(0, 0)$ に対する位相差の分布を求め、さらに、最小2乗法により位相分布を平面に回帰して、2乗回帰後の位相差を演算して、当該位相差に基づいて、第1及び第2の実施形態と同様にして、最大の受信電力を有する受信波の到来方向のみに単一の送信信号の主ビームを形成するための送信ウェイトを演算することができる。

【0090】次に、アンテナ素子が2次元的に並置されたアレーアンテナ100を用いて構成した場合の、2次元の高速フーリエ変換の方法について以下に説明する。ここで、上述のように、アレーアンテナの複数N個(本

変形例では $N=16$)のアンテナ素子が互いに等間隔dで2次元のマトリックス形状で並置されており、各アンテナ素子の入力信号を $S_{km}(\theta)$ ($k=0, 1, \dots, N-1$; $m=0, 1, \dots, N-1$)とすると、1次元目のフーリエ変換の結果は数16のように表される。ここでkは1次元目のフーリエ変換における座標であり、mは2次元目のフーリエ変換の座標である。合成ビーム出力 B_{km} ($k=0, 1, \dots, N-1$; $m=0, 1, \dots, N-1$)は2次元目のフーリエ変換の結果であり、1次元目のフーリエ変換の結果を使用して数17のように表される。

【0091】

【数16】

$$\begin{aligned}
b_{km} &= \sum_{n=0}^{N-1} S_{nm}(\theta) \cdot \exp \{-j(2k\pi/N)\}, \\
k &= 0, 1, 2, 3, \dots, N-1; m=0, 1, 2, 3, \dots, N-1
\end{aligned}$$

【0092】

【数17】

$$\begin{aligned}
B_{km} &= \sum_{n=0}^{N-1} b_{kn} \cdot \exp \{-j(2m\pi/N)\}, \\
k &= 0, 1, 2, 3, \dots, N-1; m=0, 1, 2, 3, \dots, N-1
\end{aligned}$$

【0093】ここで、マルチビームの方向 θ_{km} とフーリエ変換によって得られたビームの関係を示せば、次の数18で表される。数18において、マルチビームの方向 θ_{km} は、(x, y)の形式で表され、ここで、xはXZ平面でZ軸を基準とした角度であり、yはYZ平面でZ軸を基準とした角度である。

【0094】

【数18】 $\theta_{km} = [\sin^{-1}\{\sin(-2\pi \cdot k/N)\}, \sin^{-1}\{\sin(-2\pi \cdot m/N)\}]$,
 $k=0, 1, 2, 3, \dots, N-1$; $m=0, 1, 2, 3, \dots, N-1$

【0095】上記数16及び数17から明らかなように、アンテナビーム B_{km} は、受信機の信号出力 S_{km}

の離散フーリエ変換である。従って、本発明によれば、第1及び第2の実施形態の自動ビーム捕捉追尾装置の原理を用いて、アンテナ素子が2次元的に並置されたアレーアンテナ100を用いて、自動ビーム捕捉追尾装置を構成することができる。

【0096】<他の変形例>以上の第1の実施形態では、アンテナ素子A1を基準のアンテナ素子にしたが、本発明はこれに限らず、他のアンテナ素子を基準にしてもよい。以上のように構成しても第1の実施形態と同様に動作して同様の効果を有する。

【0097】以上の第2の実施形態では、ビーム選択回路60によって選択された信号のうち電力の最大の信号を基準の信号にしたが、本発明はこれに限らず、他の信

号を基準の信号にしてもよい。以上のように構成しても第2の実施形態と同様に動作して同様の効果を有する。

【0098】

【発明の効果】本発明に係る請求項1記載のアレーアンテナの制御装置は、所定の配置形状で近接して並置された複数のアンテナ素子からなるアレーアンテナを制御するためのアレーアンテナの制御装置において、上記アレーアンテナの各アンテナ素子でそれぞれ受信された複数の受信信号をそれぞれ共通の局部発振信号を用いて互いに直交する各2つの直交ベースバンド信号に変換する変換手段と、上記変換手段で変換された各2つの直交ベースバンド信号に基づいて、上記複数のアンテナ素子のうちの所定の基準のアンテナ素子で受信された受信信号と、上記複数のアンテナ素子のうちの任意のアンテナ素子で受信された受信信号の共役複素数との複素共役積である当該任意のアンテナ素子に対応する受信ウエイトを演算する受信ウエイト演算手段と、上記受信ウエイト演算手段で演算された上記基準のアンテナ素子に隣接するアンテナ素子に対応する受信ウエイトと、上記受信ウエイト演算手段で演算された上記基準のアンテナ素子に対応する受信ウエイトの共役複素数との複素共役積である第1の複素共役積に基づいて、上記基準のアンテナ素子に隣接するアンテナ素子で受信された受信信号と、上記基準アンテナ素子で受信された受信信号との間の第1の位相差を演算する第1の位相差演算手段と、上記受信ウエイト演算手段で演算された各受信ウエイトのうち、互いに隣接するアンテナ素子に対応する2つの受信ウエイトに基づいて、当該2つの受信ウエイトのうちの一方向の受信ウエイトと、他方の受信ウエイトの共役複素数との複素共役積である第2の複素共役積を演算して、上記第2の複素共役積と、上記第1の複素共役積の共役複素数との複素共役積である第3の複素共役積を演算する複素共役積演算手段と、上記複素共役積演算手段で演算された第3の複素共役積に基づいて、互いに隣接するアンテナ素子で受信された受信信号の間の位相差と、上記第1の位相差との差である第2の位相差を演算する第2の位相差演算手段と、上記第1の位相差演算手段で演算された第1の位相差と上記第2の位相差演算手段で演算された第2の位相差とに基づいて、任意のアンテナ素子で受信された受信信号と、上記基準のアンテナ素子で受信された受信信号との間の受信位相差を演算する受信位相差演算手段と、上記受信位相差演算手段で演算された上記各受信位相差に基づいて、上記各アンテナ素子の配置に対応しかつ上記基準のアンテナ素子に対する任意のアンテナ素子の各位相差を、最小2乗法を用いて、上記複数のアンテナ素子で受信された受信波のうちの、電力が最大の受信波である最大受信波に対して等位相の1次回帰平面に回帰させて当該1次回帰平面を演算する回帰平面演算手段と、上記回帰平面演算手段で演算された1次回帰平面の互いに隣接する任意の2つのアンテナ素子の間

の位相差に、所定の受信周波数に対する所定の送信周波数の比を乗算することにより送信位相差を演算する送信位相差演算手段とを備えている。これによって、方位センサを用いることなく、また複数の多重波が到来する環境、もしくは受信位相差に位相不確定が生じる場合においても、最大の電力で受信された受信波の方向に送信主ビームを形成することができ、しかも演算が簡単なアレーアンテナの制御装置を提供できる。

【0099】本発明に係る請求項2記載のアレーアンテナの制御装置は、等間隔に近接して並置された複数のアンテナ素子からなるアレーアンテナを制御するためのアレーアンテナの制御装置において、上記アレーアンテナの各アンテナ素子でそれぞれ受信された複数の受信信号をそれぞれ共通の局部発振信号を用いて互いに直交する各2つの直交ベースバンド信号に変換する変換手段と、上記変換手段で変換された各2つの直交ベースバンド信号に基づいて、所定のビーム形成法を用いて、所定の複数のビーム方向に対応して複数のビームを形成し、上記形成された複数のビームに対応する複数のビーム受信信号を生成するビーム形成手段と、上記ビーム形成手段で生成された複数のビーム受信信号のうち、所定のしきい値以上の電力を有するビーム受信信号を選択して少なくとも1つのビーム受信信号を出力するビーム選択手段と、上記ビーム選択手段で選択されたビーム受信信号のうちの基準のビーム受信信号と、上記ビーム選択手段で選択されたビーム受信信号のうちの任意のビーム受信信号の共役複素数との複素共役積である当該任意のビームに対応する受信ビームウエイトを演算する受信ビームウエイト演算手段と、上記受信ビームウエイト演算手段で演算された受信ビームウエイトに基づいて、上記各アンテナ素子に対応する各受信ウエイトを演算する受信ウエイト演算手段と、上記受信ウエイト演算手段で演算された受信ウエイトのうち、上記複数のアンテナ素子のうちの所定の基準のアンテナ素子に隣接するアンテナ素子に対応する受信ウエイトと、上記基準のアンテナ素子に対応する受信ウエイトの共役複素数との複素共役積である第1の複素共役積に基づいて、上記基準のアンテナ素子に隣接するアンテナ素子で受信された受信信号と、上記基準アンテナ素子で受信された受信信号との間の第1の位相差を演算する第1の位相差演算手段と、上記受信ウエイト演算手段で演算された受信ウエイトのうち、互いに隣接するアンテナ素子に対応する2つの受信ウエイトに基づいて、当該2つの受信ウエイトのうちの一方向の受信ウエイトと、他方の受信ウエイトの共役複素数との複素共役積である第2の複素共役積を演算して、上記第2の複素共役積と、上記第1の複素共役積の共役複素数との複素共役積である第3の複素共役積を演算する複素演算積演算手段と、上記複素演算積演算手段で演算された第3の複素共役積に基づいて、互いに隣接するアンテナ素子で受信された受信信号の間の位相差と、上記第1の

位相差との差である第2の位相差を演算する第2の位相差演算手段と、上記第1の位相差演算手段で演算された第1の位相差と上記第2の位相差演算手段で演算された第2の位相差とに基づいて、任意のアンテナ素子で受信された受信信号と、上記基準のアンテナ素子で受信された受信信号との間の受信位相差を演算する受信位相差演算手段と、上記受信位相差演算手段で演算された上記各受信位相差に基づいて、上記各アンテナ素子の配置に対応しかつ上記基準のアンテナ素子に対する任意のアンテナ素子の各位相差を、最小2乗法を用いて、上記複数のアンテナ素子で受信された受信波のうちの、電力が最大の受信波である最大受信波に対して等位相の1次回帰平面に回帰させて当該1次回帰平面を演算する回帰平面演算手段と、上記回帰平面演算手段で演算された1次回帰平面の互いに隣接する任意の2つのアンテナ素子の間の位相差に、所定の受信周波数に対する所定の送信周波数の比を乗算することにより送信位相差を演算する送信位相差演算手段とを備えている。これによって、所定の複数のビーム方向に対応して複数のビームを形成し、上記形成された複数のビームに対応する複数のビーム受信信号を受信することができ、かつ方位センサを用いることなく、また複数の多重波が到来する環境、もしくは受信位相差に位相不確定が生じる場合においても、最大の電力で受信された受信波の方向に送信主ビームを形成することができ、しかも演算が簡単なアレーアンテナの制御装置を提供できる。

【0100】また、請求項3記載のアレーアンテナの制御装置は、請求項1又は2記載のアレーアンテナの制御装置においてさらに、上記回帰平面演算手段で演算された1次回帰平面上の互いに隣接する任意の2つのアンテナ素子間の位相差を、 $-\pi$ から $+\pi$ までの範囲の値となる位相差に変換する位相補正手段を備え、上記送信位相差演算手段は、上記位相補正手段で変換された位相差に上記受信周波数に対する上記送信周波数の比を乗算して送信位相差を演算している。これによって、隣接するアンテナ素子間の位相差が π 又は $-\pi$ の近傍の値の場合でも、方位センサを用いることなく、また複数の多重波が到来する環境、もしくは受信位相差に位相不確定が生じる場合においても、最大の電力で受信された受信波の方向に送信主ビームを形成することができ、しかも演算が簡単なアレーアンテナの制御装置を提供できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明に係る第1の実施形態である通信用アレーアンテナの自動ビーム捕捉追尾装置の構成を示すブロック図である。

【図2】 図1の最大比合成回路4の構成を示すブロック図である。

【図3】 図1の送信ウエイト演算回路30の構成を示すブロック図である。

【図4】 図3の位相差補正部302で実行する位相補

正処理のフローチャートである。

【図5】 図3の最小2乗回帰処理部における受信位相の最小2乗法による1次平面への回帰処理を示す説明図である。

【図6】 本発明に係る第2の実施形態である通信用アレーアンテナの自動ビーム捕捉追尾装置の構成を示すブロック図である。

【図7】 図6の最大比合成回路4aの構成を示すブロック図である。

【図8】 本発明に係る変形例の通信用アレーアンテナの自動ビーム捕捉追尾装置のアレーアンテナ100におけるアンテナ素子の配置を示す平面図である。

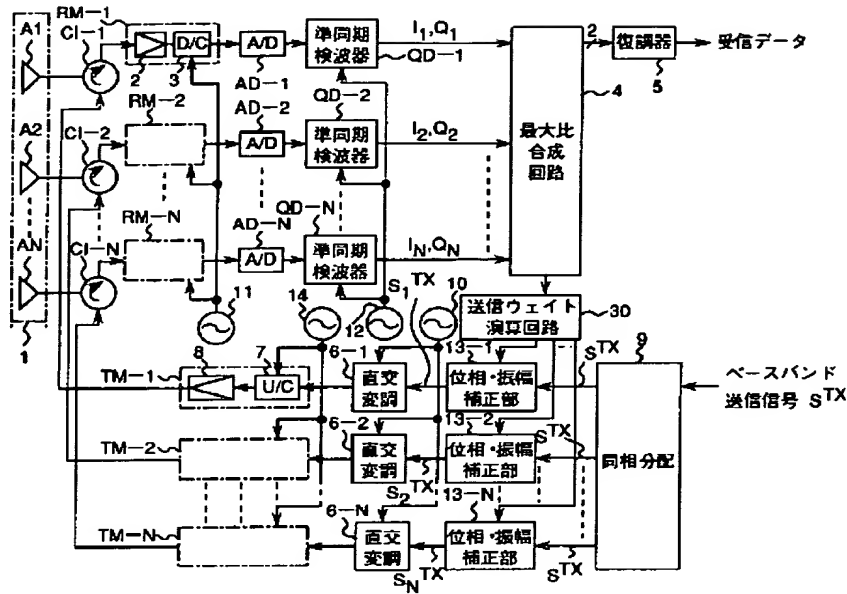
【符号の説明】

- 1…アレーアンテナ、
- 2…低雑音増幅器、
- 3…ダウンコンバータ、
- 4, 4a…最大比合成回路、
- 5…復調器、
- 6, 6-1乃至6-N…直交変調器、
- 7…アップコンバータ、
- 8…送信電力増幅器、
- 9…同相分配器、
- 10…第2の送信局部発振器、
- 11…第1局部発振器、
- 12…第2局部発振器、
- 13-1乃至13-N…位相・振幅補正部、
- 14…第1の送信局部発振器、
- 31-1乃至31-(N-1), 32-1乃至32-(N-2), 41-1乃至33-1乃至33-(N-1)…位相差演算部、
- 34-1乃至34-(N-2), 35-1乃至35-(N-2), 45, 47…加算器、
- 36-1乃至36-N, 38-1乃至38-N, 44-1乃至44-N, 303…乗算器、
- 37-1乃至37-N…複素数演算部、
- 41-N, 46-1乃至46-N…複素共役積演算部、
- 42-1乃至42-N…低域通過フィルタ、
- 43-1乃至43-N…遅延回路、
- 48…平方根演算部、
- 49…除算器、
- 30…送信ウエイト演算回路、
- 50…DBF回路、
- 60…ビーム選択回路、
- 70…ウエイト分解回路、
- 301…最小2乗回帰処理部、
- 302…位相差補正部、
- A1乃至AN…アンテナ素子、
- CI-1乃至CI-N…サーキュレータ、
- RM-1乃至RM-N…受信モジュール、
- AD-1乃至AD-N…A/D変換器、

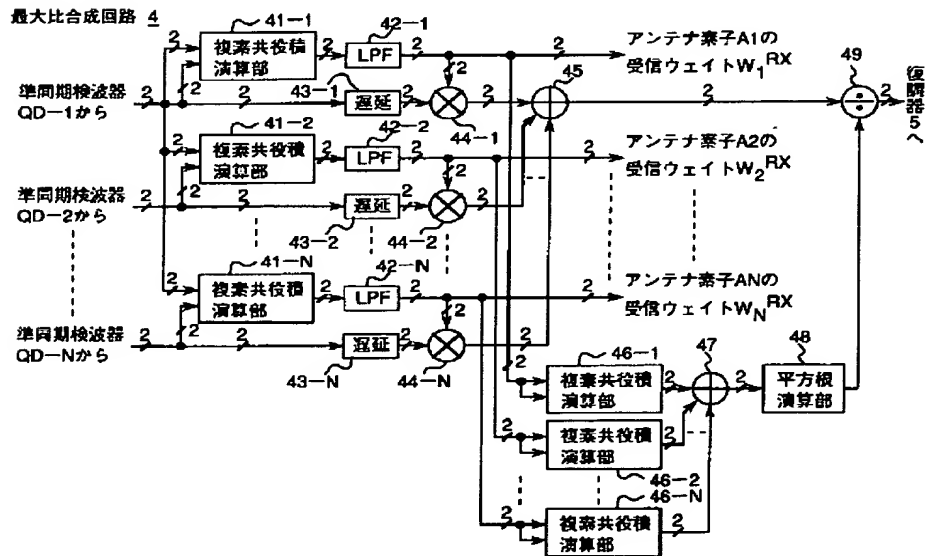
QD-1 乃至 QD-N…準同期検波回路、
QM-1 乃至 QM-N…直交変調回路、

TM-1 乃至 TM-N…送信モジュール。

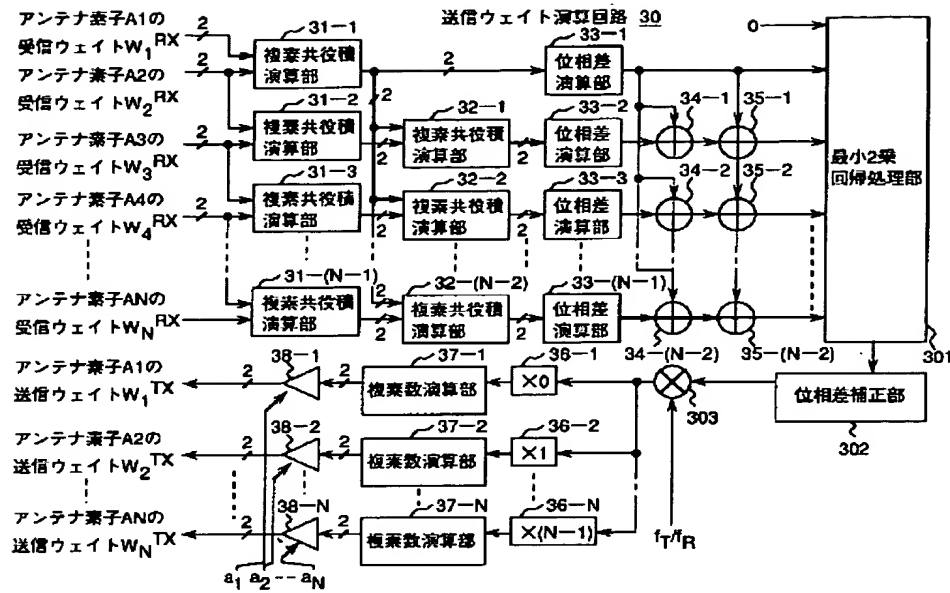
【図 1】



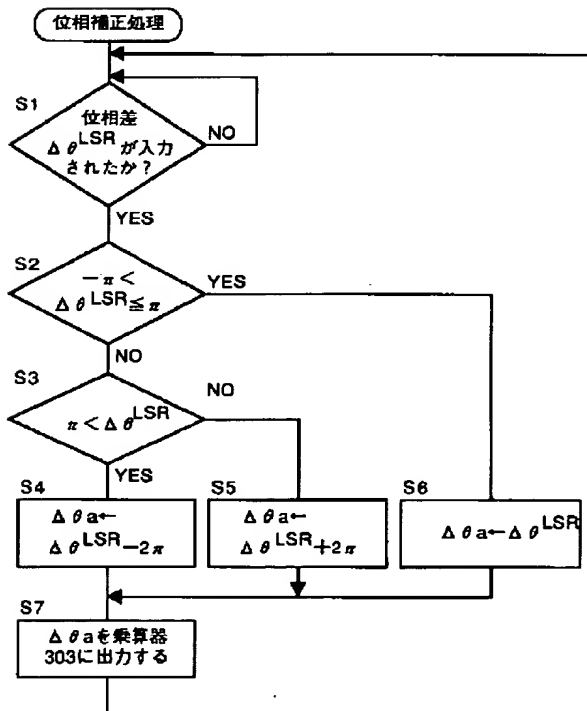
【図 2】



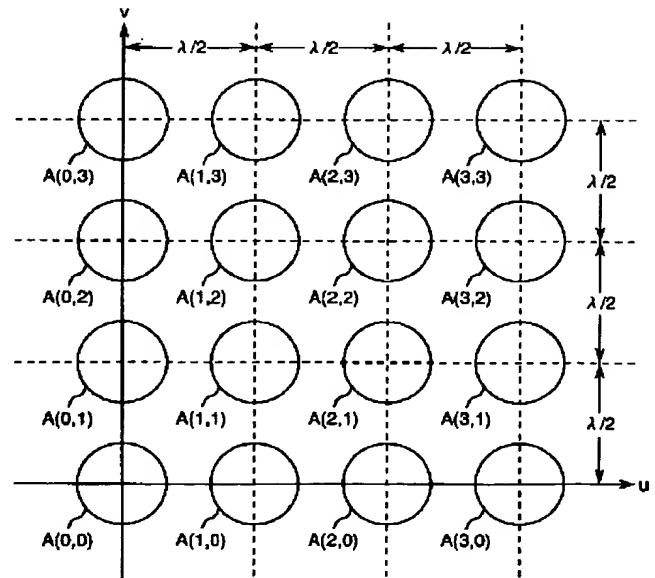
【図3】



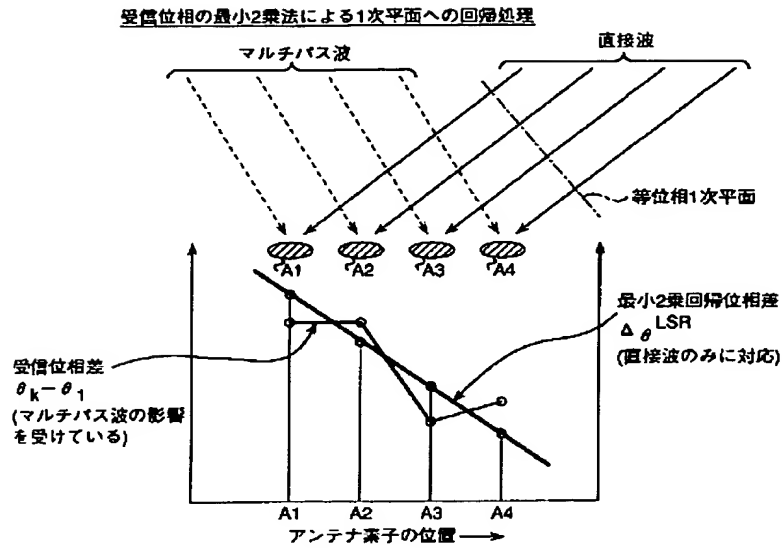
【図4】



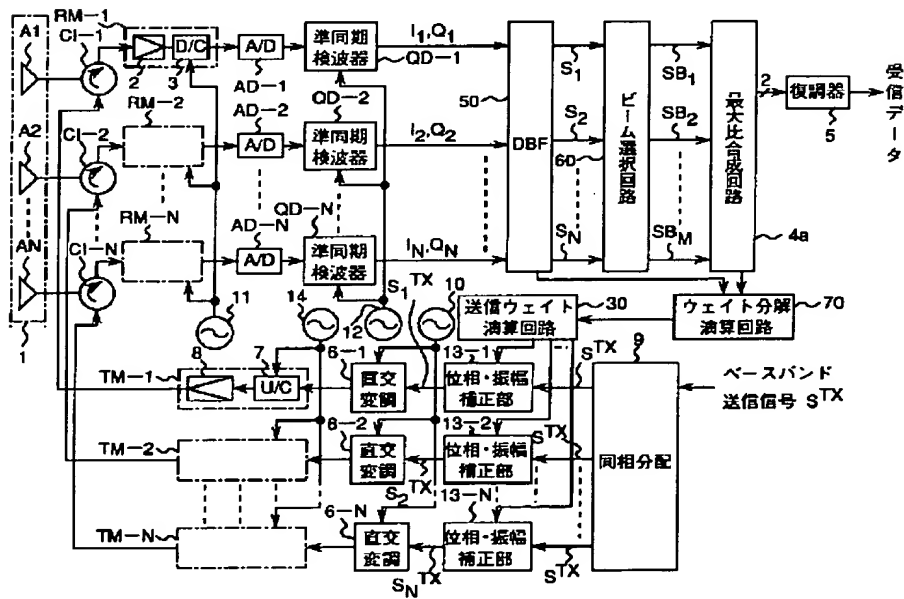
【図8】



【図5】



【図6】



【図7】

